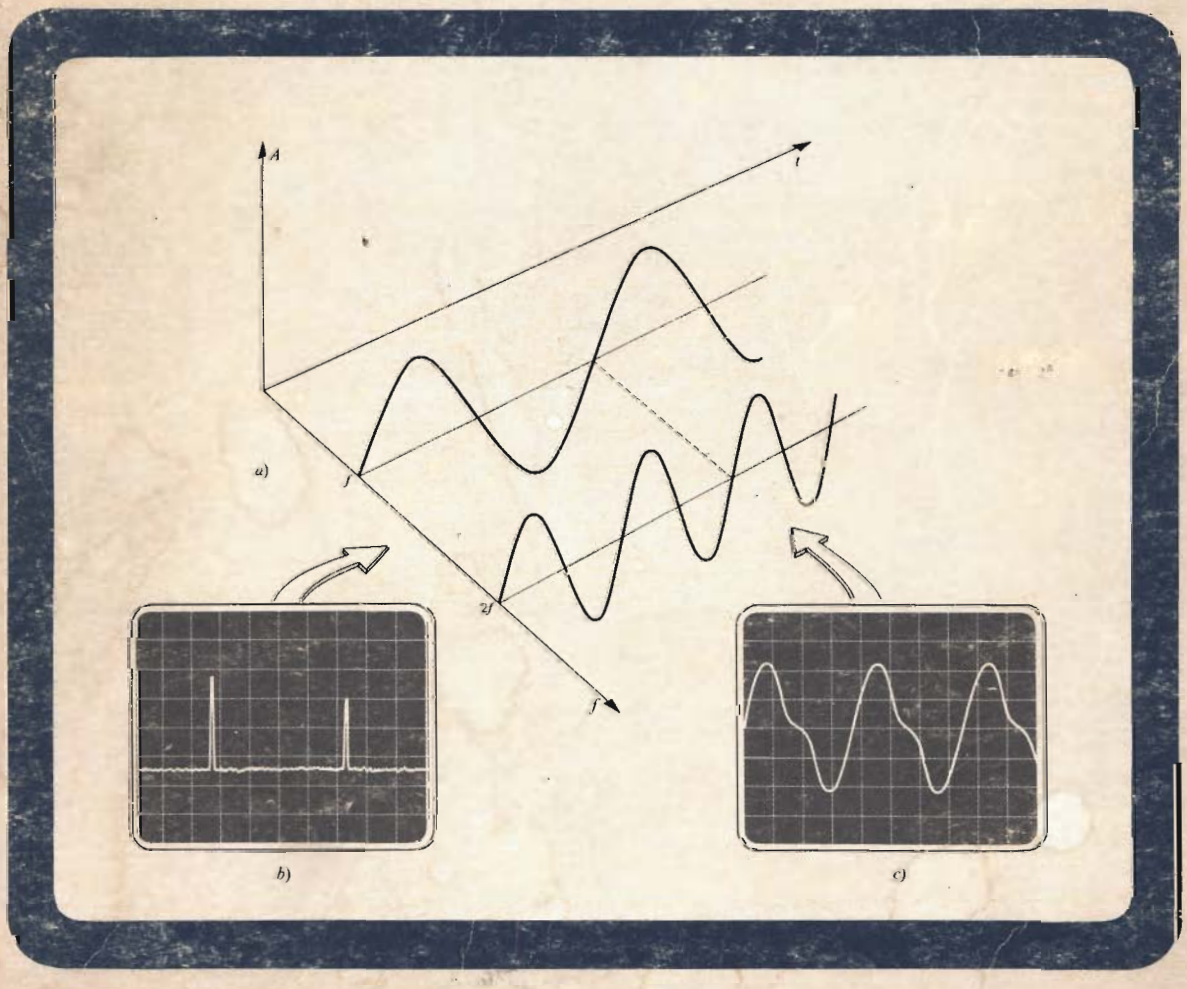
Galeazzo Costanzini
Ugo Guernelli

Strumentazione e misure elettroniche

Zanichelli

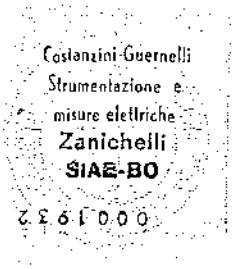


R VII . 119
621.317
EEA 72.00

Galeazzo Costanzini
Ugo Guernelli

Strumentazione e misure elettroniche

Zanichelli



NON PRESTABILE

Indice

IX *Prefazione*

I CAPITOLO I - GENERATORI

1 **1. Alimentatori**

1 1.1. Introduzione
1 1.2. Regolazione serie
2 Alimentatore a tensione costante
3 Alimentatore a corrente costante
4 Alimentatore a tensione e corrente costanti
5 Alimentatore a tensione costante e corrente limitata
6 Prestazioni
6 1.3. Preregolazione
7 1.4. Regolazione a SCR
7 1.5. Regolazione a commutazione
9 1.6. Funzionamenti particolari
9 Con carico lontano
9 Con comando lontano
10 Carichi multipli
11 Doppia uscita
11 Collegamento di più alimentatori
11 in parallelo
11 in serie
12 con inseguimento automatico (*autotracking*)
12 Funzionamento a massa e fuori massa
13 Inversione della corrente
14 1.7. Accorgimenti di protezione
15 1.8. Norme di funzionamento
15 ingresso
15 uscita
16 1.9. Specifiche e loro verifica (collaudo)
16 Strumentazione
16 Precauzioni
16 Prestazioni generali e misure relative
16 stabilizzazione di rete
16 stabilizzazione di carico
17 ronzio e rumore
17 coefficiente di temperatura
18 stabilità e deriva
18 impedenza d'uscita
18 tempo di ripristino
19 velocità di comando o tempo di risposta

19 **2. Generatori di segnali**

19 2.1. Generalità
21 2.2. Generatori di Segnali a R.F.
21 Generatore AM e/o FM
21 oscillatore della portante
24 amplificatore
24 regolazione dell'ampiezza
25 Generatore vobulato (*sweep generator*)
27 marker
27 sincronizzazione
27 controllo di un livello esterno
27 Sintetizzatore
27 sintesi diretta
30 sintesi indiretta
31 confronto
32 applicazioni
32 Conclusione
32 2.3. Generatori di Segnali in B.F.
33 Oscillatore
33 oscillatore a semplice rete di Wien
34 oscillatore con rete a scala
35 oscillatore a ponte di Wien
36 Stabilità
37 Amplificatore-separatore
37 Attenuatore
38 Oscillatore a Battimenti
38 2.4. Generatore di Funzioni
38 Principio di funzionamento
40 Circuiti principali
40 generatore di segnali triangolari e quadrati
41 formatore di sinusoide
41 formatore d'impulsi
42 formatore di dente di sega
42 Altri modi di funzionamento
42 controllo di simmetria
43 sweep
44 modulazioni
44 forme derivate dalla sinusoide
44 trigger, gate, burst
45 aggancio di fase
46 Aspetti particolari del Generatore di Funzioni
47 2.5. Generatore d'Impulsi
47 Principio di funzionamento
49 Altre possibilità
49 doppio impulso
49 trigger esterno
49 gate
50 burst
50 onda quadra
50 Particolari circuitali
50 generatore di cadenza
51 ampiezza-livello
52 2.6. Generatore d'Onda Quadra
52 Principio di funzionamento
53 2.7. Prestazioni, specifiche e modi d'uso dei Generatori di Segnali
53 Generatori di segnali
53 caratteristiche di frequenza
53 caratteristiche d'uscita
54 caratteristiche di modulazione
55 caratteristiche di sweep
55 caratteristiche particolari dei Sintetizzatori
56 Generatore di funzioni
56 caratteristiche di frequenza
56 caratteristiche d'uscita
57 caratteristiche di modulazione
57 caratteristiche di sweep
57 Generatore d'impulsi
57 caratteristiche dell'impulso
57 caratteristiche di cadenza e trigger
57 Generatore d'onda quadra
57 caratteristiche di cadenza e trigger
57 caratteristiche dell'impulso
58 Bibliografia

59 CAPITOLO II - STUDIO DEI SEGNALI NEL DOMINIO DEL TEMPO

59 **1. Oscilloscopio**

59 1.1. Introduzione
60 1.2. Principio di funzionamento
60 Funzionamento XY
60 Funzionamento con la base dei tempi
62 1.3. Tubo a raggi catodici
62 Richiami di elettrostatica

63 Lenti elettrostatiche
63 superfici equipotenziali piane
64 superfici equipotenziali curve
64 lente a dischi
64 lente a cilindri
65 Cannone elettronico
66 spegnimento e sblocco del fascio (*unblanking*)
66 Deflessione
68 calcolo della sensibilità
70 conseguenze pratiche
70 Particolari costruttivi
70 sensibilità-deflessione massima
71 sensibilità-luminosità
72 sensibilità-frequenza
72 Schermo
73 allineamento
74 CRT speciali
74 doppi
74 memoria
74 Circuito elettrico
75 1.4. Canale Y (o verticale)
76 Attenuatore compensato
77 Amplificatore Y
77 adattatore d'impedenza
78 preamplificatore
79 linea di ritardo
79 amplificatore finale
80 Doppia traccia
81 alternate
82 chopped
82 1.5. Base dei Tempi
85 Circuiti di prelievo
85 Generatore di trigger
85 comparatore di livello
87 Generatore di Gate, di Rampa, e Hold-Off
88 Circuito auto
88 1.6. Base dei Tempi Ritardata (*delayed*)
89 main
89 delayed
89 mixed
90 Particolari di funzionamento
90 Esplorazione commutata
90 1.7. Canale X (o orizzontale)
90 Amplificatore finale X
91 Preamplificatore X
91 Particolari circuitali
92 1.8. Circuiti sussidiari
92 Alimentatore
92 Controlli luminosità
93 Calibratore
93 1.9. Strutture dell'oscilloscopio
93 mainframe
93 plug-in
95 Portatili

96 **2. Oscilloscopio con memoria**

96 2.1. Principi fondamentali
96 Emissione secondaria
97 Funzionamento bistabile
98 scrittura
98 cancellazione
99 bersagli multipli
100 realizzazioni pratiche
100 2.2. CRT a visione diretta bistabile
102 Velocità di scrittura
102 integrate
102 enhancement
102 Cancellazione
103 2.3. CRT a trasmissione di corrente
103 Bistabile
104 Con mezzi toni (*halftone*)
104 cancellazione
105 scrittura e memorizzazione
105 store
105 persistenza variabile
106 velocità di scrittura
106 2.4. CRT a trasferimento di immagine
107 2.5. Conclusioni
107 2.6. Recenti sviluppi: memoria digitale

108 **3. Oscilloscopio campionatore (*Sampling Oscilloscope*)**

108 3.1. Generalità
109 3.2. Principi di funzionamento
109 Campionamento coerente (o sequenziale)
110 Campionamento incoerente (o casuale)
110 Campionamento in tempo reale
112 3.3. Canale verticale
112 gate di campionamento
113 anello di reazione
114 dc offset
114 generatore impulsi-gate
115 Doppia traccia
115 Single sweep
115 Teste di campionamento
115 Considerazioni sul canale verticale
115 campo dinamico
115 precisione
115 riduzione del rumore (*smooth*)
116 3.4. Canale orizzontale
117 trigger
118 generatore di gradinata
118 Realizzazioni
118 3.5. Riflettometria nel Dominio del Tempo (TDR)
118 Localizzazione
119 Studio delle cause
119 discontinuità resistive
119 discontinuità reattive:
120 condensatore in serie, in parallelo, come terminazione
120 induttore in serie, in parallelo, come terminazione
120 Conclusioni

121 **4. Sonde (*probes*)**

121 Probe di tensione passivo
122 funzionamento impulsivo
123 funzionamento sinusoidale
124 Probe di tensione attivo
125 funzionamento impulsivo
125 funzionamento sinusoidale
126 Probe di corrente
127 conclusione

127 **5. Uso e caratteristiche dell'oscilloscopio**

127 5.1. Precauzioni
127 scarsa taratura
127 cattiva scelta del probe
127 cattiva compensazione del probe
127 inadeguato tempo di salita dell'oscilloscopio
127 diversità dei canali X e Y
128 errori di lettura per parallasse
128 5.2. Prestazioni e specifiche
128 Mainframe
128 Canale verticale
129 Canale orizzontale
129 Campionatore

130 **6. Registratori**

131 6.1. Registratori a carta scorrente
131 Principio di funzionamento
132 6.2. Registratori XY
132 Principio di funzionamento
132 6.3. Sistema scrivente
133 6.4. Prestazioni e specifiche
133 Registratore a carta scorrente
133 Registratore XY
133 Bibliografia

135 CAPITOLO III - STUDIO DEI SEGNALI NEL DOMINIO DELLA FREQUENZA

135 **1. Principi teorici**

135 1.1. Generalità
136 1.2. Teorema di Fourier
137 1.3. Simmetrie particolari

137 1.4. Esempi
138 dente di sega
138 impulsi di sinusoide
139 sinusoide raddrizzata a semionda
140 sinusoide raddrizzata ad onda intera
140 onda rettangolare
141 onda quadra
141 1.5. Contenuto energetico delle armoniche
142 1.6. Integrale di Fourier
144 1.7. Sintesi e analisi
145 1.8. Distorsione
146 1.9. Conclusione

146 **2. Analizzatore d'onda**

146 2.1. Principi di funzionamento
147 2.2. Schema a blocchi
149 2.3. Circuiti caratteristici
149 Attenuatore d'ingresso
149 Amplificatore d'ingresso
150 Filtro passa-basso
150 Modulatore bilanciato
153 Circuiti di selezione
153 quarzo
154 Attenuatore di misura
155 Circuito AFC
156 Calibratore
156 2.4. Circuiti ausiliari dell'A. d'O.: BFO
157 2.5. Criteri per la taratura dell'A. d'O.

158 **3. Analizzatori di spettro**

158 3.1. Analizzatori di spettro in tempo reale
158 Analizzatore multicanale
159 Analizzatore di Fourier
159 3.2. Analizzatori di spettro ad esplorazione di frequenza
159 A. di S. con filtro a sintonia variabile
160 A. di S. supereterodina
161 3.3. Analizzatore di spettro per R.F.
162 esplorazione e stabilizzazione
162 ultima FI
163 Prestazioni generali
165 Prestazioni particolari
166 3.4. Analizzatore di spettro per B.F.
167 Prestazioni generali
167 Principio di funzionamento
170 Particolari costruttivi
170 controllo della frequenza
170 memorizzazione di uno spettro
172 convertitore A-D rivelatore di picco
173 esplorazione differenziata
173 velocità di esplorazione ottima

173 **4. Distorsimetro**

173 4.1. Caratteristiche generali
173 4.2. Principio di funzionamento
174 4.3. Schema a blocchi di principio
175 4.4. Studio dei circuiti principali
175 circuito di reiezione
177 circuiti di misura
178 4.5. Sensibilità del distorsimetro

178 **5. Conclusioni**

179 **6. Misure nel dominio della frequenza**

179 Verifica sperimentale dell'analisi di Fourier
179 Determinazione della purezza spettrale del segnale generato da un oscillatore
180 Rilievo dello spettro di frequenza della rete di distribuzione ac
180 Rilievo della curva di reiezione del distorsimetro
181 Bibliografia

182 CAPITOLO IV - MISURA DELLE GRANDEZZE FONDAMENTALI

182 Generalità sugli strumenti
182 Richiami sugli strumenti a bobina mobile
182 consumo
183 sensibilità
183 precisione
183 Confronto con gli strumenti elettronici

183 **1. Voltmetri elettronici analogici per dc**

183 1.1. Principi generali
184 1.2. Voltmetri ad amplificatore
184 sensibilità e deriva
184 Voltmetro
185 Millivoltmetro
185 1.3. Voltmetri a chopper
185 Millivoltmetro
186 modulatori e demodulatori
187 Microvoltmetro
188 resistenza della sorgente
188 f.e.m. termoelettriche
188 tensioni indotte
189 1.4. Voltmetro differenziale
189 Realizzazione pratica
189 generatore di tensione di riferimento
189 potenziometro
190 rivelatore di zero
190 alte portate
190 precisione
191 1.5. Voltmetri elettrometrici
191 1.6. Conclusione

192 **2. Voltmetri numerici per dc**

192 2.1. Generalità
192 Prestazioni generali
192 portate
192 precisione
192 velocità di lettura
192 reiezione del rumore
192 2.2. Struttura e principi di funzionamento
193 2.3. Circuiti d'ingresso
194 2.4. Convertitori A-D che non integrano
194 A rampa lineare
194 precisione
195 A gradinata
195 Altri metodi
195 potenziometrico
196 a successive approssimazioni
196 a ricircolazione
197 2.5. Convertitori A-D che integrano
197 A conversione in frequenza
198 A integrazione interpolata
198 Potenziometrico con integrazione
199 A doppia rampa
199 fase di integrazione
199 fase di misura
200 logica di controllo
200 precisione
200 polarità
200 2.6. Influenza del rumore nei DVM
200 Reiezione del rumore di modo normale (NMR)
200 integrazione
201 filtraggio
201 Reiezione del rumore di modo comune (CMR)
202 guardia
203 2.7. Particolari circuitali
203 Portate automatiche (*autorange*)
203 Bilanciamento automatico (*autozero*)
204 Convertitore D-A
204 2.8. Confronti

205 **3. Misura di tensione alternata, corrente, resistenza, con i voltmetri analogici e numerici (multimetri)**

205 3.1. Convertitori AC-DC
206 Convertitore a valor medio
206 generalità
207 schemi circuitali
208 errore di forma
209 misura di rumore
209 Convertitore a valore di picco
210 limiti di funzionamento

211 impedenza d'ingresso
212 varianti circuitali
212 errore di forma
213 millivoltmetro a R.F.
214 conclusioni
214 Convertitore a quasi valore efficace
214 Convertitore a vero valore efficace
215 termocoppia
215 convertitore a termocoppia
217 convertitore a BJT integrati
217 aspetti caratteristici
218 convertitore a moduli integrati
219 confronti
219 Sample & Hold
220 3.2. Convertitori corrente-tensione
220 prestazioni
221 3.3. Convertitore resistenza-tensione (Ohmmetro)
221 Convertitore per voltmetro elettronico analogico
221 Convertitore per multimetro numerico (DMM)
222 particolari circuitali
222 autocalibrazione
223 Accorgimenti pratici
223 3.4. Multimetri

224 **4. Strumenti speciali**

224 4.1. Voltmetro vettoriale a R.F.
224 Principio di funzionamento
225 Probe
225 Controllo automatico di fase (APC)
226 misuratore di fase
226 4.2. Voltmetro campionatore
226 Struttura e principio di funzionamento
227 4.3. Voltmetro selettivo
227 4.4. Ampermetro a pinza

228 **5. Prestazioni e specifiche**

228 Voltmetri DC
228 impedenza d'ingresso
228 portate
229 risoluzione e sensibilità
229 precisione-stabilità
230 coefficiente di temperatura
230 velocità di risposta
230 NMR
231 CMR
231 rumore
231 possibilità operative
231 Voltmetri AC
231 campo di frequenza
232 massime possibilità d'ingresso
232 tempo di risposta
232 precisione
232 fattore di cresta
232 Ampermetri
232 impedenza d'ingresso
232 caduta di tensione
232 Ohmmetri
232 configurazione
232 portate
233 precisione
233 coefficiente di temperatura
233 corrente nell'incognita nei DMM
233 tensione a vuoto
233 protezione sovraccarichi

233 **6. Contatore numerico (frequenzimetro)**

234 6.1. Modi di funzionamento
234 Misura di frequenza
234 Misura di periodo
234 Misura di rapporto
235 Misura di intervallo di tempo
235 6.2. Organizzazione dello strumento
235 Circuiti d'ingresso
237 Oscillatore a cristallo
237 Moltiplicatore
237 Divisori
238 Gate
238 Sistema di conteggio decimale (DCA)
238 DCA statico
238 DCA dinamico
239 uscita BCD
239 Circuiti di controllo
240 selettore di funzioni
240 6.3. Studio dell'errore
240 Incertezza nella cifra meno significativa (± 1)
240 Gate
240 Base dei tempi
240 variazioni di temperatura
241 variazioni della tensione di rete
241 stabilità a lungo termine
241 stabilità a breve termine
241 Trigger
242 Errore complessivo
242 misura di frequenza
242 misura di periodo e di intervallo di tempo
242 Modi per ridurre l'errore
242 aumento della durata del gate
242 media su M misure
242 funzionamento più conveniente
243 6.4. Estensione delle prestazioni del contatore
243 In alta frequenza
243 prescaler
244 convertitore supereterodina
244 oscillatore a trasferimento
245 In bassa frequenza
245 Nelle misure di intervallo di tempo
246 Con la sua trasformazione in voltmetro (DVM)
246 Con il Preset

246 **7. Misure di frequenza**

246 7.1. Misure assolute di frequenza
246 Frequenzimetro ad assorbimento (ondametro)
247 Frequenzimetro a ponte
247 ponte di Wien
247 ponte a risonanza
247 Frequenzimetro analogico
247 7.2. Misure relative di frequenza
247 Scorrimento dell'immagine sull'oscilloscopio
248 Figure di Lissajous
248 segnali isofrequenziali
249 segnali con frequenze che stanno in rapporti semplici
249 Metodo dell'asse Z
251 Figure cicloidali
251 andamenti epicicloidali
251 andamenti ipocicloidali
251 Metodo dei battimenti
253 Possibilità di misura
253 con oscilloscopio campionatore
253 Contatore numerico

253 **8. Misure di tempo**

254 Con l'oscilloscopio
254 Col contatore numerico
255 errore di isteresi del trigger

255 **9. Misure di fase**

255 9.1. Con l'oscilloscopio
256 9.2. Con le figure di Lissajous
257 9.3. Con variatore di fase tarato
258 Variatori di fase
258 circuiti RC
259 variatore magnetico
260 variatore in alta frequenza
260 generatore delle 4 fasi
260 9.4. Con il contatore numerico
260 lettura diretta dello sfasamento
260 9.5. Con il rivelatore (o comparatore) di fase
261 Rivelatori analogici
261 a moltiplicatore
261 ad anello
262 Rivelatori a scatto
262 con OR esclusivo
262 con flip-flop

263 **10. Misure di potenza**

263 10.1. Generalità

263 10.2. In bassa frequenza
263 wattmetro elettrodinamico
263 wattmetro a termocoppia
263 sviluppi recenti
264 10.3. A frequenza audio
264 audiowattmetro (o misuratore d'uscita)
265 Wattmetri elettronici
265 con termocoppie
265 con rivelatore ad effetto di Hall
265 con dispositivi a caratteristica quadratica
265 10.4. A radiofrequenza
266 Misura di piccole potenze
266 con termocoppia
266 ponte bolometrico
266 Misura di grandi potenze
267 wattmetro calorimetrico
267 Bibliografia

269 CAPITOLO V - MISURA DI IMPEDENZE

269 **1. Introduzione**

269 1.1. Richiami su Impedenze e Ammettenze
271 1.2. Componenti passivi
271 1.3. Il resistore
272 Tecniche costruttive
273 resistori variabili
275 1.4. Il condensatore
278 1.5. L'induttore
281 1.6. Metodi di misura in ac dei componenti passivi

282 **2. Metodi di zero**

282 2.1. Ponte a 4 lati in ac
284 2.2. Lettura diretta delle incognite
284 Ponti a rapporto
285 Ponti a prodotto
285 2.3. Schemi più usati di ponti in ac
285 Misura di capacità
285 ponte di Sauty-Wien
286 ponte di Schering
286 Misura di induttanza
286 ponte di Maxwell per il confronto tra induttori
287 ponte di Maxwell per il confronto tra induttore e condensatore
287 ponte di Hay
288 ponte di Owen
288 2.4. Effetti parassiti
289 Schermatura
289 Compensazione
289 ponendo a massa uno dei vertici
290 con tutti i vertici del ponte isolati
291 Vantaggi e svantaggi dei due tipi di compensazione
291 2.5. Schemi derivati dal ponte a 4 lati
291 Ponti ad amplificatore
292 Ponti a trasformatore
293 2.6. Ponti per radiofrequenze
293 Metodo di sostituzione
295 2.7. Sensibilità del ponte a 4 lati
296 Condizioni di massima sensibilità
297 2.8. Convergenza all'equilibrio
298 2.9. Precisione nelle misure con i ponti in alternata
299 2.10. Particolari costruttivi
299 generatore
299 rivelatore
300 2.11. Circuiti con reti a T
302 2.12. Realizzazioni
302 Ponte Universale
304 Automatismi
308 RX-meter

309 **3. Metodi di risonanza: Q-metro**

309 3.1. Generalità. Richiami teorici
311 3.2. Principio di funzionamento
311 3.3. Particolarità costruttive
311 generatore
312 voltmetro elettronico
315 3.4. Operazioni preliminari
315 3.5. Metodi di misura con il Q-metro
315 Metodo diretto
316 Metodo indiretto (o di sostituzione)
316 sostituzione serie
316 sostituzione parallelo
317 3.6. Correzioni
317 3.7. Misure col Q-metro
317 Resistori
317 Induttori
318 Condensatori
318 Metodi particolari
318 misura della capacità parassita di una bobina
319 misura della frequenza di risonanza propria di una bobina
320 misura della frequenza di risonanza propria di un condensatore

320 **4. Strumenti completamente automatici**

320 4.1. Vector Impedance Meter
323 4.2. Misuratore digitale di LCR
324 operazioni di misura e circuiti

327 **5. Conclusioni**

327 Bibliografia

328 CAPITOLO VI - MISURE SU DISPOSITIVI E CIRCUITI

328 **1. Diodi a semiconduttore**

328 1.1. Diodi raddrizzatori
328 Limiti e caratteristiche
329 Prova di integrità
330 Rilievo per punti delle caratteristiche
330 caratteristica diretta
331 caratteristica inversa
331 Rilievo automatico della caratteristica
331 rilievo su diodi per segnali
332 Capacità della giunzione
332 Tempo di recupero
332 inverso
333 diretto
333 Rendimento di rivelazione
334 Dati caratteristici
334 1.2. Diodi speciali
334 Diodo Zener
335 influenza della temperatura
335 resistenza differenziale: r_z
336 Diodo Tunnel
336 resistenza dinamica negativa: r_d
336 capacità C_d
336 resistenza serie: r_s
337 tempo di salita: t_s
337 Diodo Varicap
337 SCR
338 tensione e corrente di blocco diretto e inverso
338 misura della tensione diretta media V_{FAV}
338 caratteristiche di gate
339 tempo di apertura
339 misura di dv/dt
340 tempo di chiusura

340 **2. Transistori**

340 2.1. Transistori bipolari
340 Misure in dc
340 correnti di perdita
341 tensioni di breakdown
341 prove di integrità e di identificazione
341 rilievo statico delle caratteristiche
342 misura di h_{FE}
343 Rilievo automatico delle caratteristiche - Tracciatore
343 principio di funzionamento
343 schema di principio
344 particolarità circuitali

345 altre utilizzazioni
345 Misura dei parametri in bassa frequenza
345 definizione
345 metodo statico-grafico
346 metodo dinamico
347 metodo dinamico approssimato
348 conclusione
348 Misura dei parametri in alta frequenza
349 misura di f_T
350 misura di $C_{b'c}$
350 misura di $r_{bb'}$
350 conclusione
350 Misura dei parametri di commutazione
350 tempi di chiusura e apertura
351 capacità d'ingresso
351 capacità d'uscita
351 2.2. Transistori a effetto di campo (FET)
351 Rilievo statico delle caratteristiche
352 caratteristiche d'uscita
352 caratteristiche di trasferimento
352 caratteristica d'ingresso
352 Rilievo automatico delle caratteristiche
352 Misura dei parametri dinamici
352 Misura dei parametri parassiti

353 **3. Misure su quadripoli**

353 3.1. Risposta ad una eccitazione sinusoidale
353 Definizioni di guadagno
354 Metodi per il rilievo del modulo del guadagno (o dell'attenuazione)
354 metodo diretto
354 metodo di sostituzione
355 Misura dell'argomento del guadagno (attenuazione)
355 Rilievo della curva di risposta
356 rappresentazione di curve selettive
356 rappresentazione di curve a larga banda
356 Rilievo automatico della curva di risposta
358 rivelazione a banda stretta: ANALIZZATORE DI RETI
359 Misura in B.F. delle resistenze d'ingresso e d'uscita
360 Precauzioni e conclusioni
361 Misure sull'amplificatore operazionale
361 tensione di offset all'ingresso
361 guadagno di tensione a catena aperta
362 resistenza d'uscita a catena aperta
362 resistenza d'ingresso a catena aperta
362 CMRR
363 slew-rate
364 Misura del guadagno di un inseguitore
365 Misura della non linearità di quadripoli in B.F.
366 misura di distorsione armonica
366 misura di intermodulazione
367 3.2. Risposta ad una eccitazione non sinusoidale (gradino, impulso, onda quadra)
368 Considerazioni pratiche
369 Esempi
369 circuito CR passa-alto
370 circuiti CR passa-alto in cascata
371 circuito RC passa-basso
372 circuiti RC passa-basso in cascata
373 partitore compensato
374 circuito RLC serie
375 Bibliografia

377 INDICE ANALITICO

383 SIGLE, ABBREVIAZIONI E LOCUZIONI TECNICHE USATE NEL VOLUME

INDICE TABELLE

32 Tabella 1.1. Generatori a R.F.

73 » 2.1. Tipi di schermi
95 » 2.2. Caratteristiche di trigger
122 » 2.3. Caratteristiche di probe passivi
125 » 2.4. Caratteristiche di probe attivo
125 » 2.5. Risultati con probe attivo nella misura di fig. 2.81.

187 » 4.1. Dispositivi per chopper
193 » 4.2. Caratteristiche dei convertitori A-D
204 » 4.3. Voltmetri a confronto
216 » 4.4. Termocoppie
233 » 4.5. Correnti dell'ohmmetro
241 » 4.6. Cause di errore negli oscillatori a cristallo
244 » 4.7. Metodi per estendere il campo di frequenza dei contatori

273 » 5.1. Leghe per resistori a filo metallico
275 » 5.2. Elipot
277 » 5.3. Condensatori
299 » 5.4. Influenza dell'argomento sulla precisione dei ponti in ac
315 » 5.5. Lettura diretta delle induttanze con il Q-metro

334 » 6.1. Dati caratteristici di diodi
349 » 6.2. Formule di conversione tra i parametri *h* e tra questi ed i parametri *r*

Prefazione

Questo libro è stato fondamentalmente scritto tenendo presente l'esigenza degli ultimi due anni degli Istituti Tecnici Industriali in cui si insegnano l'Elettronica e le materie affini.

Tuttavia il metodo di esposizione adottato, soprattutto per gli argomenti fondamentali, fa supporre che possa coprire una fascia d'interesse maggiore, comprendente i tecnici dell'industria, gli appassionati, gli studenti di Fisica e di Ingegneria, gli insegnanti di corsi professionali.

L'idea informatrice è stata di mantenere un saldo legame con l'insegnamento dell'Elettronica, di cui quello della Strumentazione e delle Misure va considerato una integrazione ed un completamento.

Il taglio con cui la materia è stata trattata ha avuto come obiettivo primario la formazione nel lettore di un senso critico, premessa indispensabile per l'acquisizione di una personalità tecnica autonoma. A tal fine si sono evitati schemi precostituiti di misura: vengono invece forniti spunti e suggerimenti, il tutto in una trattazione razionale e ragionata.

D'altro canto, per non correre il rischio che ciò potesse risultare troppo teorico, astratto, inconsistente, si è continuamente cercato il contatto con il problema pratico: intervenire cioè a chiarire quella miriade di piccole difficoltà che l'operatore inesperto si trova a dover fronteggiare nella pratica di laboratorio e delle quali quasi mai gli Autori si rendono conto. Sono piccoli e non piccoli problemi pratici che costituiscono un diaframma che scoraggia anche chi abbia una discreta preparazione tecnica, quando si trovi ad operare concretamente in laboratorio.

Una parte importante del libro riguarda la strumentazione e ciò in considerazione della preparazione e della consapevolezza che attualmente sono richieste a chi si accinge ad utilizzare apparecchiature sempre più complesse e sofisticate.

Oltre all'illustrazione dei principi di funzionamento e delle loro possibilità operative, i vari strumenti vengono posti a confronto, commentate e discusse le loro specifiche, fornito un esempio di collaudo: tutte cose della massima importanza per una completa comprensione e per la formazione di una cultura tecnica indispensabile per un'attività professionale seria.

Al fine di rendere il libro adatto ad un numero maggiore di lettori, nella trattazione degli argomenti fondamentali, si è ricorsi al metodo dell'« approfondimento progressivo », partendo cioè da una visione d'assieme dei principi fondamentali e delle possibilità operative, per poi giungere, attraverso passi successivi e senza inutili ripetizioni, fino agli aspetti circuitali ed alle prestazioni più particolari.

In tal modo il lettore dovrebbe poter trovare il proprio livello ed essere in grado di superarlo, anche se con un certo sforzo, ma con indubbio vantaggio.

Certamente di grande aiuto risultano le numerose illustrazioni, in gran parte indispensabili alla miglior comprensione e che inseriscono l'Opera nell'indirizzo prevalente della didattica moderna di promuovere l'apprendimento in larga misura attraverso le immagini.

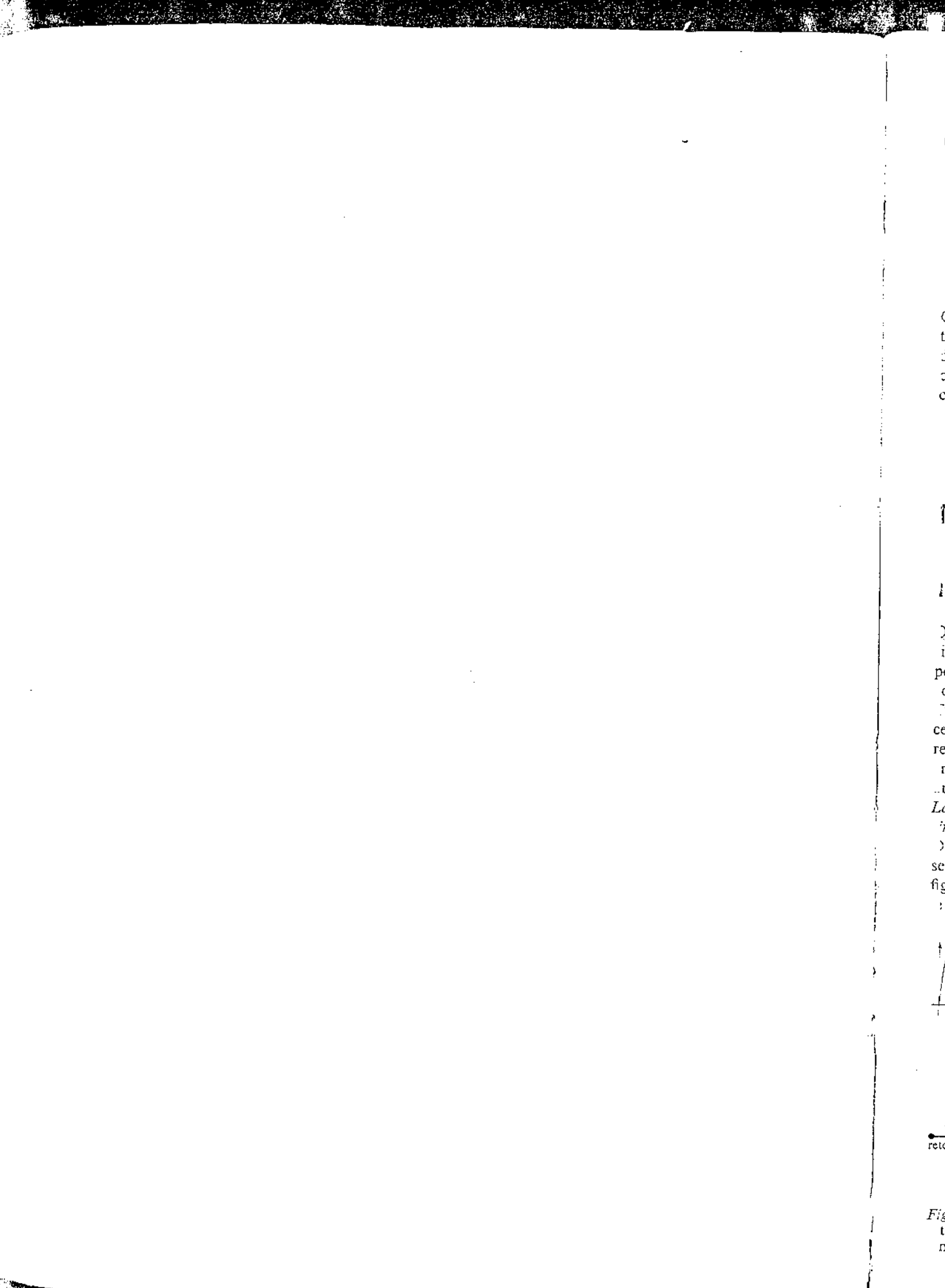
Un utilissimo apporto è pure fornito da suggerimenti per la realizzazione di esperienze, di apparecchiature didattiche, e da esercizi ed esempi numerici.

Contrariamente a quanto avviene in altri testi, si è volutamente evitato di trattare argomenti fondamentali di Elettronica e di Tecnologie Elettroniche che certamente sono oggetto di studio nei corsi collaterali: quelli che invece lo sono raramente, sono stati brevemente richiamati o ne viene fornito l'indirizzo bibliografico.

Gli Autori ringraziano tutti coloro che, con suggerimenti, consigli e materiale hanno collaborato, ed in particolare l'Ing. Franco Govoni per il sempre cortese e prezioso apporto.

Gli Autor

Bologna, 2 Febbraio 1979.



Capitolo I. Generatori

Con il termine generico di *generatori* si intende tutta una serie di apparecchiature che sono in grado di fornire l'energia necessaria per il funzionamento di circuiti e strumenti, sia per ciò che riguarda le condizioni statiche che quelle dinamiche.

Da questo punto di vista si possono distinguere rispettivamente in:
- alimentatori;
- generatori di segnali.

1. Alimentatori

1.1. Introduzione

Quasi tutti gli strumenti, i circuiti, i singoli dispositivi elettronici richiedono alimentazioni in continua per poter funzionare. Molti strumenti di misura ne contengono uno o più di uno nel loro interno. Tuttavia, nella pratica di laboratorio è sempre necessario (per completare un circuito di misura, per realizzare circuiti sperimentali, ecc.) poter disporre anche di alimentatori autonomi, indispensabili in un laboratorio elettronico ben attrezzato.
La funzione degli alimentatori è di convertire l'energia sinusoidale a 50 Hz della rete in energia continua.
Da ciò appare chiaro che il tipo di alimentatore più semplice che si possa immaginare è quello della fig. 1.1., nel quale si compiono sulla tensione di rete le seguenti operazioni: prima ne viene variato il livello con un trasformatore, poi viene raddrizzata e quindi spianata in un filtro passa-basso.

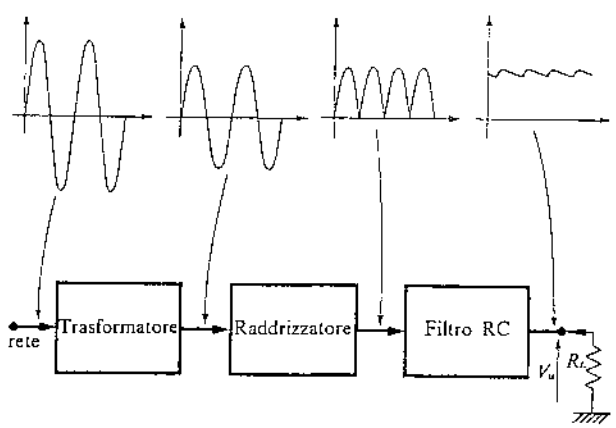


Figura 1.1. Schema a blocchi di un semplice alimentatore con indicate le forme d'onda in funzione del tempo nei vari punti dello schema.

Tuttavia la tensione che si preleva in uscita non può ancora ritenersi continua perché al livello in uscita V_u resta sempre sovrapposta una componente variabile contenente armoniche della frequenza di rete, cui si dà il nome di *ondulazione residua* o *ronzio* (*ripple*) e che il filtro di spianamento non elimina completamente.
Inoltre anche il livello di continua subisce variazioni a causa della scarsa regolazione della tensione di rete, delle variazioni del carico, della temperatura e genericamente del passare del tempo.
Un alimentatore semplice come quello di fig. 1.1. è veramente rudimentale e le sue prestazioni possono risultare sufficienti solo per applicazioni ben poco critiche.
Tutte le volte che si vuole ottenere qualcosa di più si deve ricorrere a tecniche più elaborate, basate sostanzialmente sulla reazione negativa, che rendono l'alimentatore stabilizzato, riducendo tutte le deficienze di cui si è detto.

1.2. Regolazione serie

Uno dei metodi più diffusi è quello di aggiungere allo schema visto un organo di regolazione che può essere inserito in serie o in parallelo al carico. La prima di queste due disposizioni è quella che viene generalmente preferita per la maggiore efficacia.
In fig. 1.2. è riportato lo schema di principio di un alimentatore con *regolazione serie*. In esso, in serie al carico, viene inserito l'organo di regolazione che

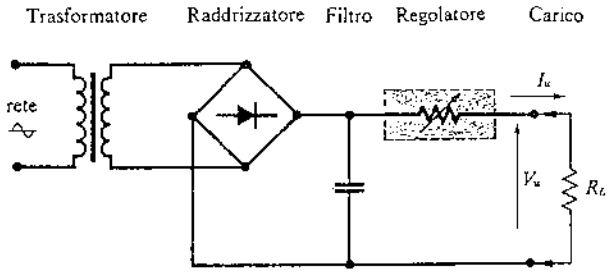


Figura 1.2. Schema di principio di un alimentatore con regolatore serie.

si comporta come un resistore variabile e la sua resistenza viene fatta variare con continuità da appositi circuiti in modo che la tensione V_u o la corrente I_u varino il meno possibile per colpa di tutte quelle cause di cui si parlava sopra.
Si hanno in genere due tipi di funzionamento: quello nel quale lo scopo della regolazione è di ridurre al minimo le variazioni della tensione V_u ai capi del carico (*alimentatore a tensione costante*) e quello nel quale si preferisce che sia la corrente I_u nel carico a non variare (*alimentatore a corrente costante*).

Alimentatore a tensione costante

Un alimentatore di questo tipo deve idealmente mantenere nel tempo una tensione d'uscita costante anche in presenza di variazioni della tensione di rete, del carico, della temperatura e soltanto l'operatore può modificarla per portarla al valore voluto. Dal punto di vista del carico si comporterà quindi come un generatore ideale di tensione continua.
La sua caratteristica $V_u = f(I_u)$, che viene normalmente chiamata *curva di regolazione*, avrà l'aspetto illustrato nella fig. 1.3. Da essa, poiché è evidente che il rapporto $\Delta V_u/\Delta I_u$ è uguale a zero, risulta che l'alimentatore presenta una resistenza d'uscita nulla, come deve avere un generatore ideale di tensione. Nella pratica la curva di regolazione di un alimentatore a tensione costante risulterà solo con buona approssimazione simile ad una retta orizzontale: non sono però rare resistenze d'uscita inferiori al mΩ e di conseguenza a questi livelli occorre tenere in giusta considerazione la resistenza offerta dai collegamenti del carico.

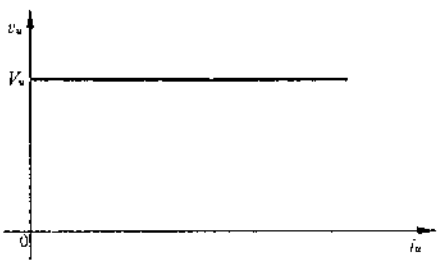


Figura 1.3. Curva di regolazione di un alimentatore a tensione costante.

Quando si parla genericamente di un alimentatore stabilizzato, si intende sempre un alimentatore a tensione costante. Ve ne sono che hanno tensione d'uscita:
a) fissa;
b) regolabile in un campo ristretto (5÷10% del valore nominale);
c) regolabile in un campo esteso (da ~0 V fino ad un valore massimo).
Il tipo *a*) è in genere parte integrante dei vari strumenti di laboratorio; il tipo *b*) serve ad alimentare circuiti integrati lineari o digitali; al tipo *c*) appartiene il tipico alimentatore per scopi generali da laboratorio.
In ogni caso, la sua struttura interna, pur con varianti dipendenti dalle varie case costruttrici, dalle tecnologie adottate, dalle prestazioni richieste, è sempre riconducibile ad un unico schema di principio (fig. 1.4.*b*).
Alla base del procedimento di regolazione sta un amplificatore operazionale (fig. 1.4.*a*). Supponendo

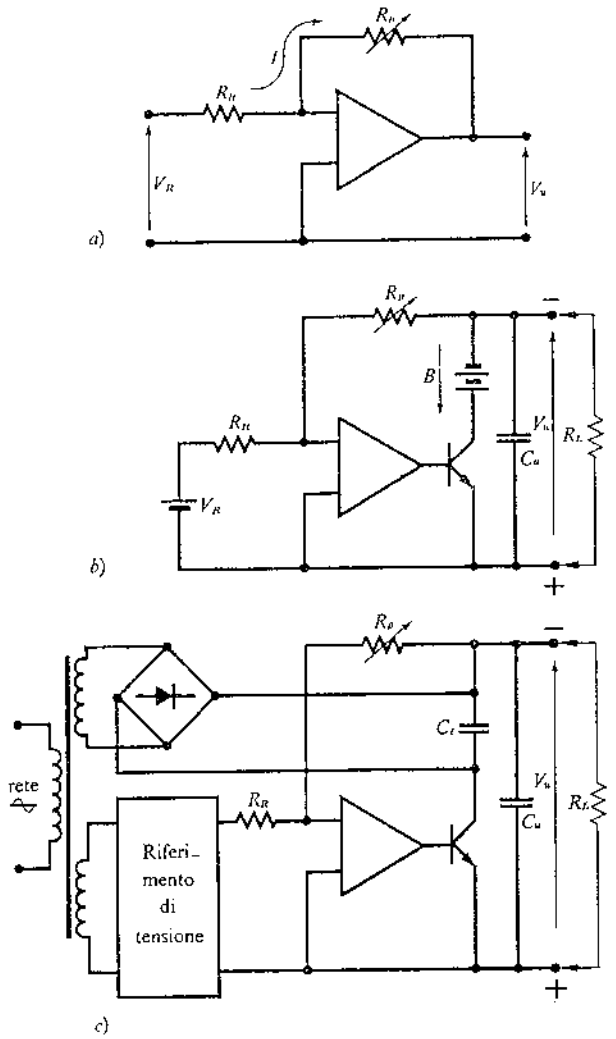


Figura 1.4. Trasformazione di un amplificatore operazionale (*a*) in un alimentatore stabilizzato a tensione costante (*b*) e (*c*).

che esso abbia un guadagno senza reazione molto elevato ed una impedenza d'ingresso pure molto elevata, a regime la tensione tra i due ingressi sarà praticamente nulla (massa virtuale) e la corrente che attraversa la resistenza R_R coinciderà con quella che attraversa la resistenza variabile R_p. Si potrà allora scrivere che:

$$I = \frac{V_R}{R_R} = -\frac{V_u}{R_p}$$

da cui

$$V_u = -\frac{R_p}{R_R} V_R .$$

Per trasformare un amplificatore operazionale in un alimentatore stabilizzato (fig. 1.4.*b*) è sufficiente applicarvi in ingresso una tensione di riferimento il più possibile costante V_R, e considerare estratto dall'operazionale lo stadio finale costituito dal transistore regolatore-serie e dalla batteria che eroga una tensione continua non stabilizzata B. Un ulteriore passo consente (fig. 1.4.*c*) di vedere come nella realtà siano realizzate le batterie, che figurano nello schema precedente, a partire dalla rete. La fig. 1.4.*c* serve a far comprendere come questo tipo di alimentatore derivi da un amplificatore operazionale. Normalmente però lo schema più usuale, del tutto identico nella sostanza, ma di aspetto diverso, è quello riportato in fig. 1.5.

L'amplificatore di confronto paragona continuamente la tensione d'uscita V_u con la tensione V_p provocata dalla caduta che la corrente costante I provoca sulla resistenza variabile R_p. Se per una causa qualunque queste due tensioni non sono uguali, l'amplificatore invia un segnale di correzione tale da modificare lo stato di conduzione del transistore regolatore-serie e quindi la sua tensione collettore-emettitore. Le tensioni agli ingressi dell'amplificatore possono risultare diverse per due motivi:

1) perché una causa perturbatrice è intervenuta (variazione della rete, del carico, della temperatura ecc.);

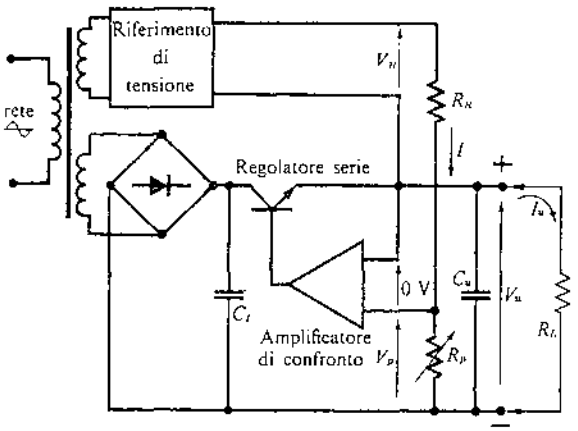


Figura 1.5. Rappresentazione usuale di un alimentatore a tensione costante.

2) perché l'operatore ha voluto variare la tensione V_u agendo sull'apposito comando R_p.

In ogni caso dopo un breve transitorio il sistema si riporta a regime (tensione nulla tra gli ingressi dell'amplificatore).

In parallelo ai morsetti d'uscita compare il condensatore C_u di elevata capacità: esso serve non tanto a ridurre il ronzio, che a quel punto è quasi del tutto inesistente per l'azione del filtro prima e del regolatore poi, *quanto per scongiurare possibili inneschi di oscillazioni.* Infatti l'anello di reazione costituito dall'insieme amplificatore di confronto-regolatore serie deve essere tale da presentare un buon grado di stabilità di funzionamento. È importante che il carico, che può assumere valori molto diversi, non provochi sensibili variazioni di fase nell'anello di reazione in tutto il campo di frequenza. È ciò che si ottiene con il condensatore C_u la cui reattanza risulta a tutte le frequenze così piccola che per tutti i carichi di valore ragionevole lo sfasamento rimane pressoché costante.

La qualità dello strumento dipende da tanti fattori e in gran parte dalla banda e dal guadagno dell'amplificatore di confronto e del regolatore-serie. Inoltre occorre che la sorgente di riferimento, le resistenze R_p e R_R e l'amplificatore di confronto siano a basso rumore e non siano sottoposti a variazioni di temperatura: è necessario quindi che non si trovino in prossimità di disturbi di natura elettromagnetica o di sorgenti di calore.

Si raggiungono normalmente regolazioni nei confronti della rete e del carico dello $(0{,}01 \div 0{,}05)\%$, mentre ronzio e rumore sono compresi tra $(0{,}2 \div 2)$ mV_{eff}. In strumenti di particolare pregio, realizzati con grande accuratezza e nei quali gli organi sensibili alla temperatura sono termostatati, queste cifre sono migliori di un ordine di grandezza.

Se si vogliono alimentare più carichi con uno stesso alimentatore a tensione costante, occorre collegarli in parallelo.

Alimentatore a corrente costante

In alcuni casi è importante che sia la corrente a rimanere costante ad un valore programmato, per es. quando si debbano alimentare certi dispositivi a semiconduttore, bobine per elettromagneti, laser, lampade a gas ed in varie applicazioni elettrochimiche.

L'alimentatore a corrente costante mantiene nel tempo il valore di corrente imposto all'uscita nonostante l'intervento di variazioni della rete, del carico, della temperatura ecc. Sarà allora (fig. 1.6.*a*) la tensione ai capi del carico a variare in modo che, idealmente, la corrente sia insensibile a tali cause perturbatrici. Dal punto di vista del carico si comporterà quindi come un generatore ideale di corrente continua; appare infatti evidente che il rapporto $\Delta V_u / \Delta I_u$ è uguale a ∞, cioè il valore che presenta la resistenza d'uscita di un generatore ideale di corrente.

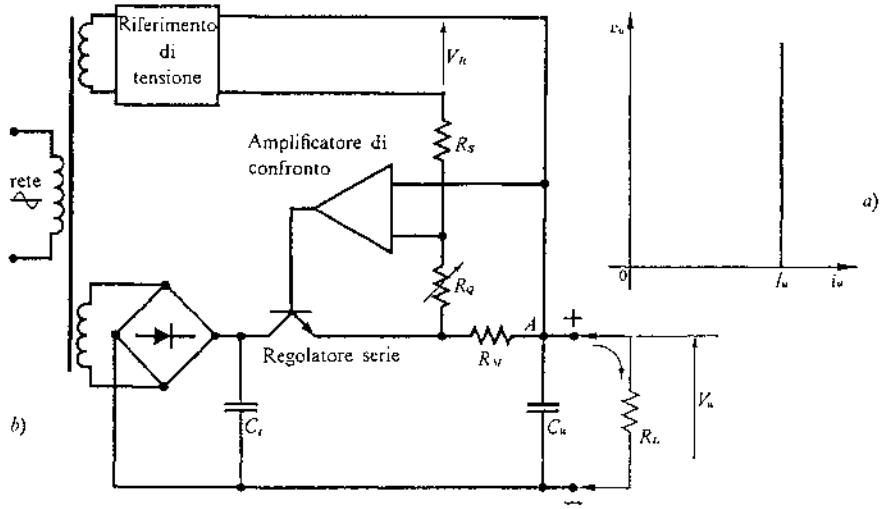


Figura 1.6. Alimentatore a corrente costante: *a*) caratteristica d'uscita ideale; *b*) schema di principio.

Nella pratica un alimentatore a corrente costante presenta una resistenza d'uscita non infinita, ma molto elevata, oltre il MΩ. In queste condizioni occorre fare attenzione perché basta poco, per es. un voltmetro applicato ai morsetti in parallelo al carico, per ridurre la resistenza d'uscita e quindi deteriorare la stabilizzazione.

Tra i vari schemi possibili, si prenda ora in esame quello illustrato nella fig. 1.6.*b*, strettamente legato a quello della fig. 1.5.: molte parti nei due schemi sono identiche.

La catena di reazione, in questo caso costituita dal regolatore serie, dall'amplificatore di confronto e dalla resistenza R_M, agisce in modo che in condizioni di equilibrio la tensione tra gli ingressi dell'amplificatore di confronto sia nulla.

Se si prende come riferimento il punto A, un ingresso risulta a potenziale nullo, l'altro ad un potenziale approssimativamente uguale a

$$R_Q I - R_M I_u = R_Q \frac{V_R}{R_S} - R_M I_u = 0$$

da cui

$$I_u = \frac{R_Q}{R_M} I = \frac{R_Q}{R_S R_M} V_R .$$

Appare chiaro che, se si verificano le ipotesi di funzionamento ideale dell'amplificatore operazionale e se R_M ha un valore ohmico piuttosto contenuto, la corrente nel carico risulta proporzionale al resistore R_Q e agendo su questo può essere programmata dall'operatore.

Se per una ragione qualsiasi (causa perturbatrice o intervento su R_Q dell'operatore) la tensione tra i due ingressi dell'amplificatore di confronto dovesse risultare diversa da zero, tale amplificatore interverrebbe istantaneamente con un segnale di correzione in modo da variare la conduzione del transistor regolatore serie e quindi in ultima analisi I_u, finché la caduta su R_M non torni ad essere uguale al potenziale dell'altro ingresso dell'amplificatore di confronto.

Il buon funzionamento dell'amplificatore di fig. 1.6.*b* dipende dalle stesse cause già elencate per l'alimentatore a tensione costante, dalla stabilità e dal coefficiente di temperatura, oltre che dal valore ohmico (piccolo) di R_M.

Si realizzano regolazioni dello 0,01% nei riguardi di variazioni della rete e del carico, con ronzio e rumore compresi tra (0,1 e 1,0) mA_{eff}. Questi valori migliorano di un ordine di grandezza in realizzazioni particolarmente accurate.

Si noti che, negli alimentatori a corrente costante, il condensatore C_u, che come si è già detto serve ad impedire che per particolari valori del carico si inneschino oscillazioni, pone un problema non indifferente: infatti in questi alimentatori la tensione d'uscita deve poter variare con grande prontezza per consentire a I_u di rimanere costante, cosa cui si oppone un C_u di grande capacità per la sua stessa natura. Negli alimentatori migliori si cerca quindi di ridurne il valore, se non addirittura di eliminarlo.

Da ultimo, si tenga presente che, se con un solo alimentatore a corrente costante si vogliono alimentare più carichi, è necessario che questi vengano connessi tra loro in serie.

Alimentatore a tensione e corrente costanti

I due tipi di alimentatori illustrati nelle figure hanno molti elementi in comune e infatti si diversificano soltanto per alcune parti di bassa potenza e quindi poco costose. Ciò ha suggerito ai costruttori l'opportunità di riunirli in un solo schema ottenendo *alimentatori a tensione e corrente costanti* (fig. 1.7.). A causa della grande versatilità e del fatto che la uscita è protetta, sono di questo tipo un gran numero di alimentatori da laboratorio.

Nello schema compaiono due amplificatori di con-

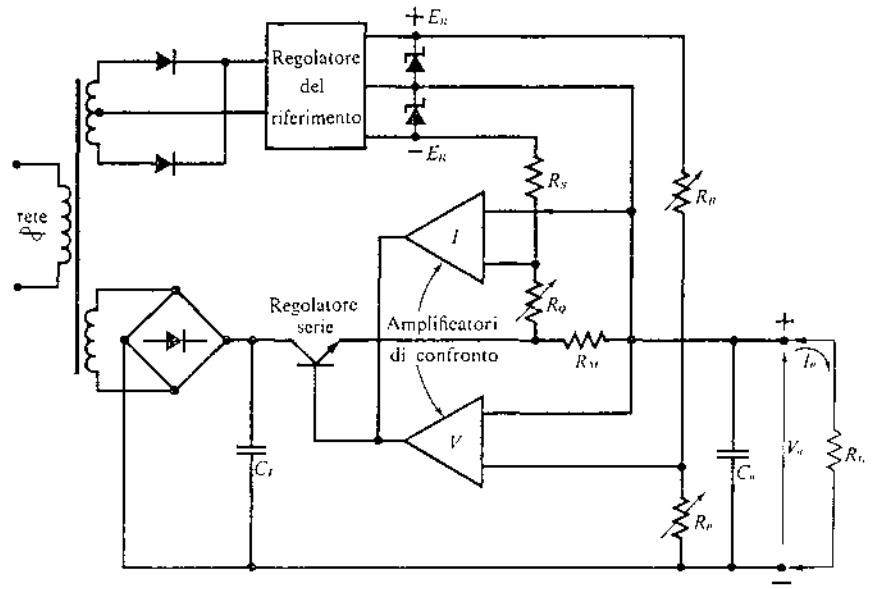


Figura 1.7. Schema di un alimentatore a tensione e corrente costante.

fronto: quello indicato con V è preposto alla regolazione della tensione, mentre quello indicato con I serve per la regolazione della corrente. È ovvio che non potranno mai funzionare contemporaneamente, ma a seconda del valore di R_L funzionerà l'uno o l'altro per un regime a tensione costante o a corrente costante.

Il passaggio dall'un modo di funzionamento all'altro avviene automaticamente mediante un apposito circuito di disaccoppiamento quando la resistenza di carico assume un valore critico R_C pari al rapporto tra i valori programmati della tensione e della corrente d'uscita.

La curva di regolazione dell'alimentatore è riportata nella fig. 1.8. Partendo con un carico $R_L = \infty$ (punto A), la tensione $V_u = V_{up}$, cioè è pari al valore programmato dall'operatore tramite il controllo della R_p. Riducendo via via il carico, la tensione resta costante (punto B), ma aumenta la corrente I_u. Si giunge così al punto C nel quale $R_L \cong R_C$, che è la resistenza critica per quelle posizioni dei comandi R_p e R_Q. Da questo momento in poi l'alimentatore passa automaticamente al funzionamento a corrente costante e, diminuendo ulteriormente R_L, mentre la tensione diminuisce, la corrente d'uscita resta costante al valore I_{up} programmato dall'operatore. Si giunge così fino ad avere l'uscita in corto circuito (punto E), nel quale $V_u = 0$ e $I_u = I_{up}$.

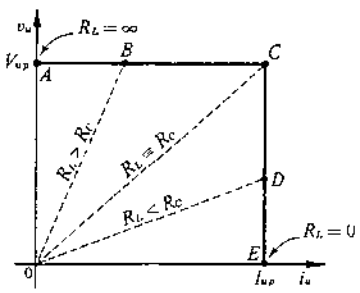


Figura 1.8. Curva di regolazione dell'alimentatore a tensione e corrente costante.

Se successivamente la R_L torna ad aumentare gradualmente fino ad avere $R_L = \infty$, la caratteristica viene ripercorsa in senso inverso ($E \to D \to C \to B \to A$).

La retta che congiunge l'origine con un qualunque punto di funzionamento sulla curva di regolazione ha un'inclinazione proporzionale alla resistenza di carico. Il valore corrispondente al punto C è $R_C = V_{up}/I_{up}$ e viene chiamata *resistenza critica*: agendo sui comandi di R_p e R_Q è possibile spostare il punto C ovunque nel primo quadrante del piano cartesiano (V_u; I_u), compatibilmente con i limiti del regolatore serie, e quindi dare a R_C qualsiasi valore.

Per $R_L > R_C$ il funzionamento è a tensione costante, per $R_L < R_C$ è a corrente costante.

Da quanto si è detto appare chiaro che questo alimentatore ha un funzionamento completamente protetto, perché non esiste alcun valore del carico che possa portare il punto di funzionamento fuori dalla curva di regolazione considerata ed in entrambi i tipi di funzionamento (a tensione o a corrente costanti), una volta impostati i valori V_{up} e I_{up}, sia l'alimentatore che il carico non corrono alcun rischio.

Alimentatore a tensione costante e corrente limitata

Un tipo di alimentatore più economico del precedente è quello con corrente limitata. In esso i circuiti preposti alla regolazione della corrente sono più semplificati: ne risulta una curva di regolazione (fig. 1.9.) con il tratto discendente meno verticale, pur assicurando una limitazione della corrente entro valori sopportabili dal regolatore serie. In ogni caso,

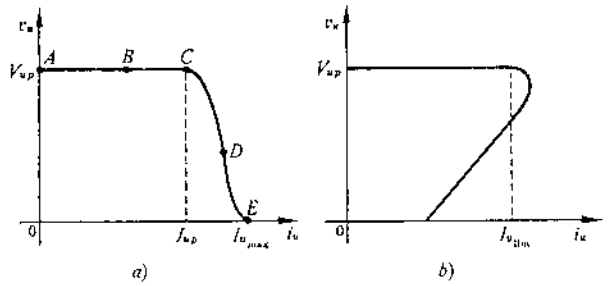


Figura 1.9. Curve di regolazione di alimentatore con limite di corrente (*a*) e con limite di corrente all'indietro (*foldback*) (*b*).

a seconda dei circuiti impiegati, la variazione della corrente nella zona in cui è limitata è compresa tra il 2 e il 20% del valore in $C(I_{up})$. In alcuni alimentatori il limite di corrente è fisso, mentre in altri può essere variato con continuità.
Una variante di questo tipo di alimentatore è quella che prevede una curva di regolazione con il tratto a limite di corrente ripiegato all'indietro (*foldback*). In essa, all'approssimarsi della I_u limitata, viene ridotta non solo la V_u, ma anche la I_u in modo da ridurre la potenza che il regolatore serie si trova a dover dissipare in prossimità della condizione di corto circuito in uscita.
Non si vuole insistere sull'argomento né proporre soluzioni circuitali; per maggiori ragguagli si consiglia l'uso di testi specializzati (1).

Prestazioni

A conclusione di questo discorso sugli alimentatori con regolazione serie se ne riassumono qui le prestazioni generali.

(1) Gasparini-Mirri, *Dispositivi e Circuiti Elettronici*, Bologna, Edizioni Calderini, 1975, vol. II.

Lo strumento presenta buone doti di regolazione sia di linea che di carico (0,001÷0,05)%, piccoli disturbi sulla tensione d'uscita (ronzio e rumore compresi tra 0,05÷1 mV) ed ottima prontezza a reagire ai transitori (< 50 μs).
A queste ottime doti si contrappongono alcuni limiti: innanzitutto una certa inadeguatezza a dare in uscita tensioni elevate, ma soprattutto lo scarso rendimento energetico. Infatti durante il funzionamento, specialmente quando V_u è piccola e I_u è grande, una notevole quantità di potenza viene dissipata nel transistore regolatore serie. Ciò abbassa il rendimento che non può mai superare il (30÷40)%. Inoltre sono richiesti voluminosi e costosi dissipatori.
A questi limiti si è cercato di porre rimedio ricorrendo a tecniche diverse.

1.3. Preregolazione

I maggiori inconvenienti dell'alimentatore con regolazione serie e cioè il fatto di non poter superare certi limiti nella tensione d'uscita e lo scarso rendimento, sono entrambi legati all'eccessivo valore che in taluni casi può assumere la tensione ai capi del transistore regolatore serie.
La preregolazione è una tecnica che tende, in un normale alimentatore a regolazione serie, a far sì che tale tensione sia sempre limitata, variando la tensione in uscita al raddrizzatore in modo che non sia mai molto maggiore della V_u ai capi del carico. Nella fig. 1.10. ad uno schema di alimentatore come quello della fig. 1.7. è stato aggiunto un preregolatore a SCR. Due SCR sono stati inseriti nel circuito raddrizzatore al posto di due normali diodi. Il circuito di comando degli SCR serve a regolarne l'intervallo di conduzione riducendolo quando la ten-

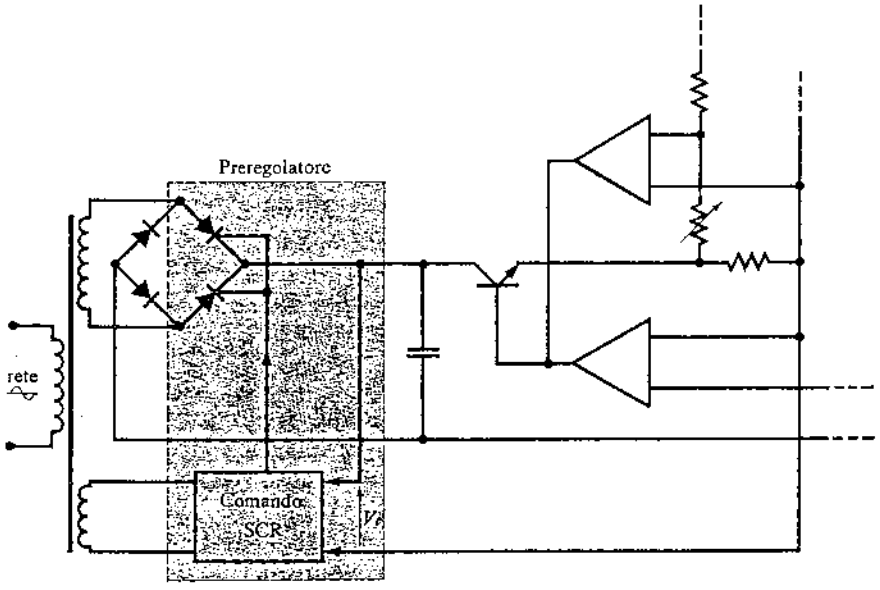


Figura 1.10. Alimentatore a regolazione serie con preregolatore a SCR.

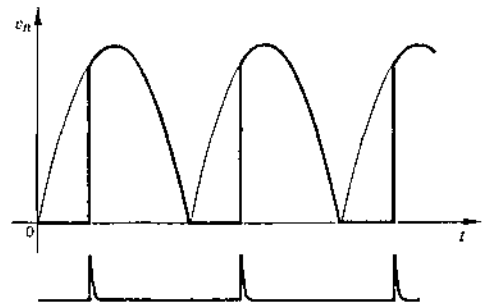


Figura 1.11. Tensione in uscita ad un circuito raddrizzatore a ponte con due SCR e carico resistivo, con intervallo di conduzione ridotto di 1/3.

sione V_t ai capi del transistor regolatore prende a crescere. In fig. 1.11. è riportata la forma d'onda della tensione all'uscita di un raddrizzatore come quello in esame, ma con carico puramente resistivo, nell'ipotesi di intervallo di conduzione ridotto di 1/3. Con un accorgimento come quello illustrato, la tensione ai capi del transistore non diviene mai molto elevata.

Oltre allo schema illustrato ve ne sono altri che utilizzano triac, trasformatori a nucleo saturabile ecc.

Tutte le prestazioni generali dell'alimentatore con regolazione serie restano praticamente invariate, tranne la risposta ai transitori che risulta un poco meno pronta e naturalmente, essendo minore la potenza dissipata sul regolatore, il rendimento cresce notevolmente fino ad approssimarsi al 70%.

1.4. Regolazione a SCR

Per molte applicazioni, dal punto di vista della stabilizzazione e dei disturbi, non sono richieste prestazioni così spinte come quelle che si ottengono con la regolazione serie: è sufficiente che l'alimentatore sia economico, non molto ingombrante e di buon rendimento energetico.

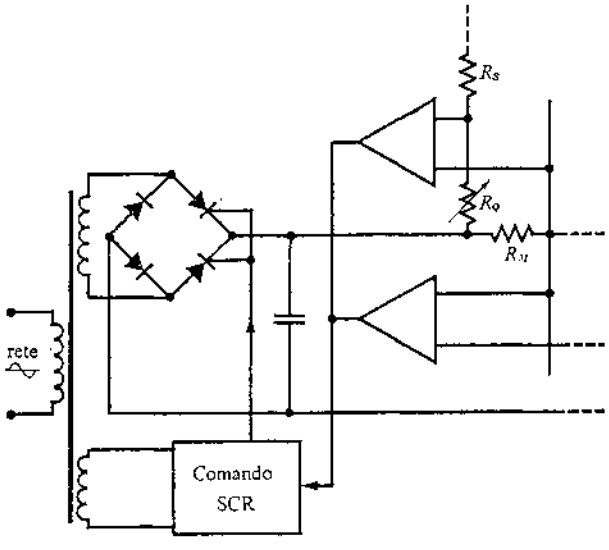


Figura 1.12. Alimentatore con regolazione a SCR.

Si ottengono questi obiettivi con la regolazione a SCR, nella quale (fig. 1.12.) rispetto allo schema con preregolatore viene omesso il regolatore-serie, mentre gli amplificatori di confronto agiscono sul circuito di comando degli SCR regolandone l'intervallo di conduzione. Se la tensione d'uscita V_u tende a diminuire, interviene l'amplificatore di confronto della tensione che agisce sul circuito di comando degli SCR aumentando l'intervallo di conduzione e quindi la tensione che perviene al filtro d'uscita.

Esistono anche altre possibilità, come quella di porre due SCR in antiparallelo (triac) sul primario del trasformatore o quelle, di cui si è già accennato a proposito del preregolatore, nelle quali si agisce sul nucleo del trasformatore.

Le prestazioni generali possono riassumersi in una regolazione compresa tra lo (0,05 e l'1)%, ronzio e rumore attorno ai 50 mV_{eff} o 500 $mV_{p\text{-}p}$, risposta ai transitori (50÷200) ms, rendimento 70%.

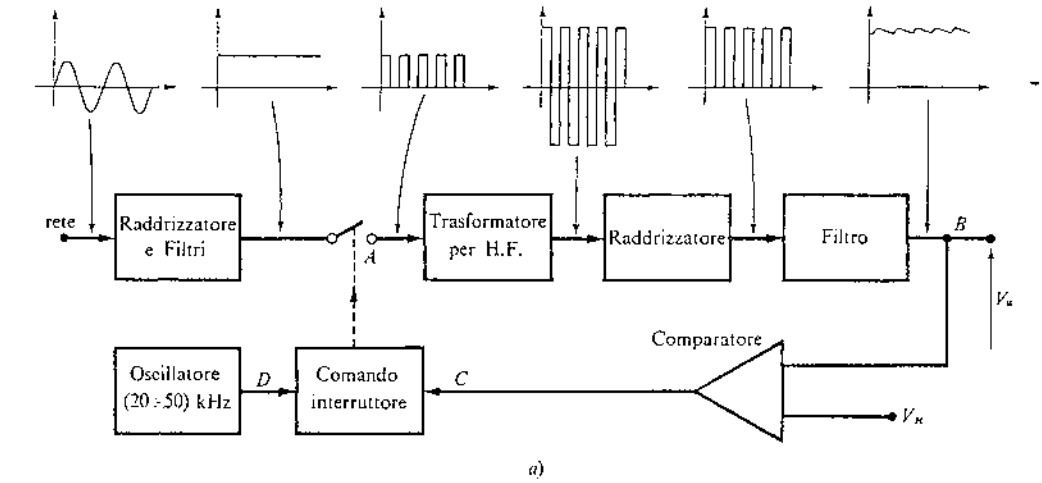
1.5. Regolazione a commutazione

È una ulteriore tecnica, alternativa alle precedenti e utilizzata soprattutto per le medie e alte potenze e quando sia richiesto un livello elevato della tensione d'uscita.

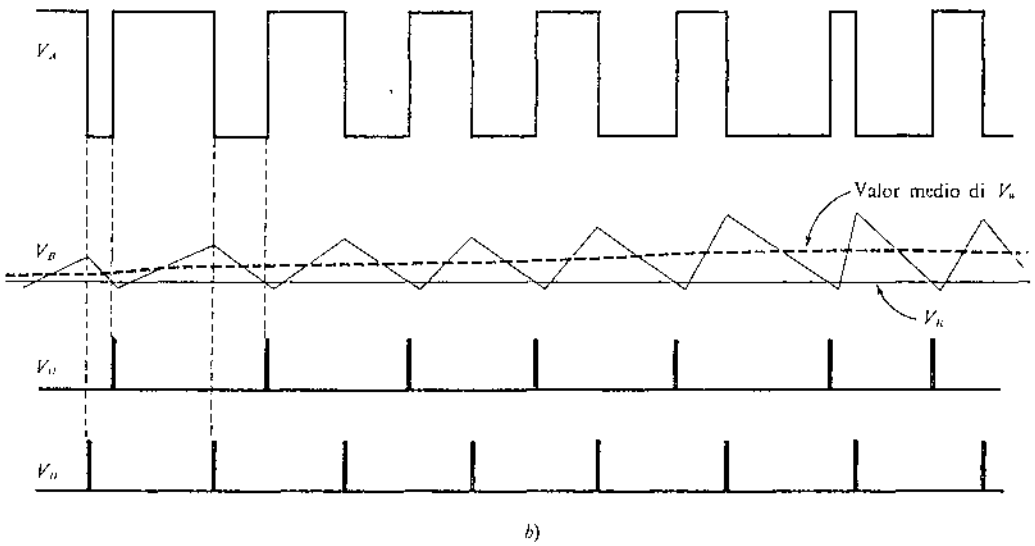
Il principio su cui è basata non è recente, ma solo gli ultimi sviluppi tecnologici hanno attirato su di esso l'interesse dei costruttori. Si allude soprattutto a transistori che reggono alcune centinaia di volt e parecchi ampere con tempi di commutazione minori del microsecondo, a diodi veloci, a materiali magnetici ad elevato rendimento in alta frequenza, a condensatori di buone prestazioni. La sempre più frequente disponibilità a basso costo di tali dispositivi e materiali ha creato i presupposti per un prodotto non solo competitivo, ma in alcuni casi vantaggioso e che si prevede avrà notevole successo nei prossimi anni.

Vediamone gli aspetti essenziali (fig. 1.13.). La tensione di rete viene direttamente raddrizzata e spianata e la continua risultante, chopperata ad alta frequenza (oltre i 20 kHz così da evitare rumori molesti nel funzionamento), viene trasformata in onda rettangolare. Successivamente un trasformatore per H.F. ne porta l'ampiezza al livello desiderato e a questo punto, raddrizzata e spianata, viene avviata ai morsetti d'uscita.

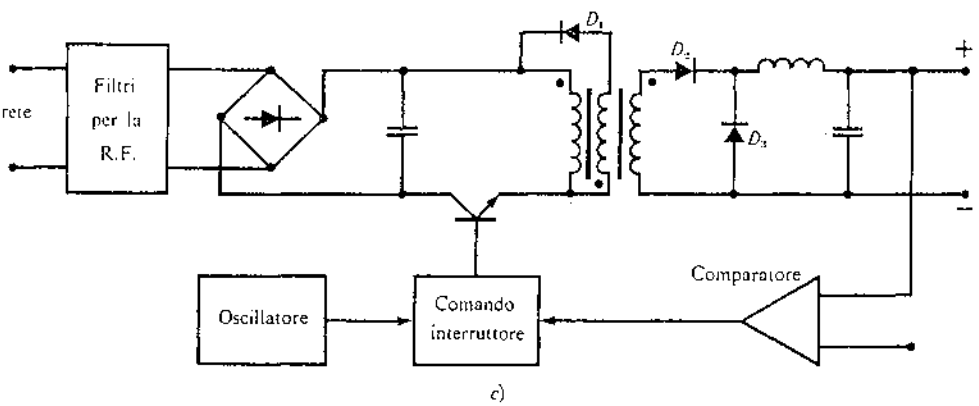
La regolazione avviene anche in questo caso mediante reazione negativa: la tensione d'uscita V_u viene prelevata e avviata ad un comparatore assieme ad una tensione di riferimento V_R. L'impulso d'uscita del comparatore giunge al circuito di comando dell'interruttore così da definire il rapporto tra l'intervallo di tempo in cui è chiuso e quello in cui è



a)



b)



c)

Figura 1.13. Alimentatore con regolazione a commutazione: *a*) schema a blocchi di principio; *b*) forme d'onda; *c*) schema circuitale semplificato.

aperto. Le cose appaiono un poco più chiare se si prendono in esame le forme d'onda nei vari punti dello schema (fig. 1.13.*b*). L'interruttore viene *chiuso* su comando del comparatore allorché la tensione V_B, che ha andamento corrispondente all'integrale effettuato dal filtro d'uscita sulla tensione V_A, si abbassa al di sotto di un livello di riferimento V_R, ed invece *aperto* su comando dell'oscillatore (V_D).

Quando interviene una perturbazione che provoca per es. una diminuzione della V_u, la rampa discendente della V_B interseca il riferimento prima e quindi l'impulso del comparatore viene anticipato e anche l'in-

terruttore viene chiuso prima: aumenta il ciclo di lavoro della V_A e quindi, ovviamente, la tensione V_u. Nella pratica l'interruttore è realizzato con un transistore per commutazione. Si noti che la parte centrale dello schema di fig. 1.13.*a* non è altro che un *convertitore DC-DC* e quindi può essere realizzato con uno qualunque degli schemi tipici di tale circuito, con un solo transistore o con due in push-pull. Non si vuole qui scendere in una discussione dei vari tipi esistenti, solo a titolo indicativo si riporta nella fig. 1.13.*c* uno schema semplificato del circuito con un solo transistore regolatore-interruttore.

In ingresso un filtro a R.F. impedisce che disturbi prodotti dalla commutazione vadano nella rete. Il diodo D_2 ha funzione di raddrizzamento, mentre i diodi D_1 e D_3 servono solamente a consentire una via alla corrente per scaricare parte dell'energia immagazzinata nel primario del trasformatore e nell'induttore del filtro d'uscita negli intervalli in cui l'interruttore è aperto: in tal modo si riducono le sovratensioni. Si noti che il trasformatore, oltre a consentire di portare la tensione al livello voluto, assicura quel disaccoppiamento dalla rete che in questo tipo di alimentatore non si avrebbe per la mancanza del trasformatore d'ingresso.

I vantaggi offerti da questa tecnica di regolazione sono molteplici. Innanzitutto non c'è più il trasformatore d'ingresso che, dovendo essere di dimensioni rapportate alla potenza e di bassa frequenza (50 Hz), risultava voluminoso e pesante. Inoltre il regolatore è ancora costituito da transistori, però funzionanti o in saturazione o in interdizione, cioè in condizioni di potenza dissipata quasi nulla: questo consente elevati rendimenti (fino all'80 %) e un notevole risparmio nei dissipatori. Infine la tensione convertita in alta frequenza può essere modificata nel livello ricorrendo ad un trasformatore con nucleo in ferrite che in genere può essere di dimensioni piuttosto piccole, come del resto risulteranno, per lo stesso motivo, piccoli i componenti induttivi e capacitivi dei filtri in uscita.

A fronte di questi vantaggi, alcuni svantaggi: una circuiteria un poco più complessa, una minore prontezza nella risposta ai transitori (< 3 ms) a causa della presenza di stadi filtranti LC all'interno dell'anello di reazione, una minore regolazione (0,2 %), disturbi in uscita maggiori (ripple e rumore (PARD) > 20 mV_{eff}/100 $mV_{p\text{-}p}$) e disturbi a radiofrequenza (fino a 40 MHz).

1.6. Funzionamenti particolari

1) Con carico lontano

Se l'alimentatore si trova a funzionare col carico distante dai suoi morsetti d'uscita, tutte le sue prestazioni (regolazione della rete e del carico, impedenza d'uscita, deriva, ripple, rumore e tempo di ripristino) sono inevitabilmente peggiorate dalla necessità di lunghi collegamenti: il deterioramento delle prestazioni è proporzionale al rapporto tra l'impedenza dei collegamenti e l'impedenza d'uscita dell'alimentatore.

Si possono però introdurre predisposizioni circuitali atte a ridurre notevolmente l'effetto dei collegamenti con la possibilità di *punti di verifica lontani* (1) (*remote error sensing*) (fig. 1.14.). Nel caso *a*) i punti di verifica lontani sono connessi ai morsetti d'uscita e quindi la d.d.p. ai capi del carico presenterà una $\Delta V_u \neq 0$. Se invece (caso *b*) sono collegati con le estremità del carico tale ΔV_u risulterà $\simeq 0$ in quanto, essendo molto piccola la corrente che percorre questi collegamenti, saranno pure piccole le corrispondenti cadute.

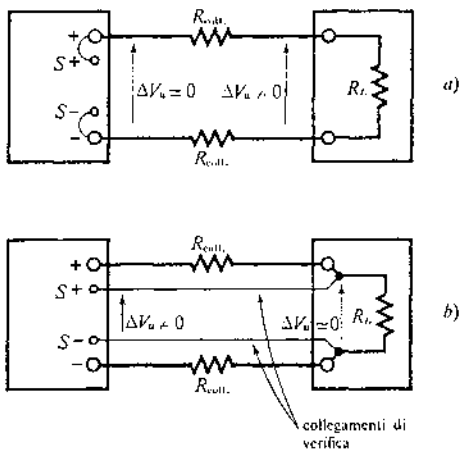


Figura 1.14. Collegamento all'alimentatore di un carico lontano: *a*) $\Delta V_u \neq 0$; *b*) $\Delta V_u \simeq 0$.

Tuttavia anche con questa disposizione c'è un limite alle cadute dei collegamenti che si possono compensare e che il costruttore specifica (1÷2) V. In ogni caso la risposta ai transitori sarà più scadente. Se poi il carico è a distanze molto grandi (oltre i 15 m) nascono altri problemi, connessi con l'induttanza ed il tempo di ritardo dei collegamenti del carico e di verifica, che possono portare ad instabilità nella catena di reazione all'interno. In alcuni casi la situazione migliora ritoccando elementi della rete di reazione e/o togliendo C_u e ponendolo ai capi del carico.

2) Con comando lontano

Alcuni alimentatori sono predisposti per essere comandati da lontano (*remote programming*): è cioè

(1) Fanno capo agli ingressi dell'amplificatore di confronto che, insieme a tutti gli altri punti notevoli del circuito dell'alimentatore (+; −; S^+; S^-; ecc.) necessari per realizzare le configurazioni di cui alle figg. 1.18.; 1.19.; 1.20., sono resi disponibili in morsettiere nel pannello posteriore dello strumento.

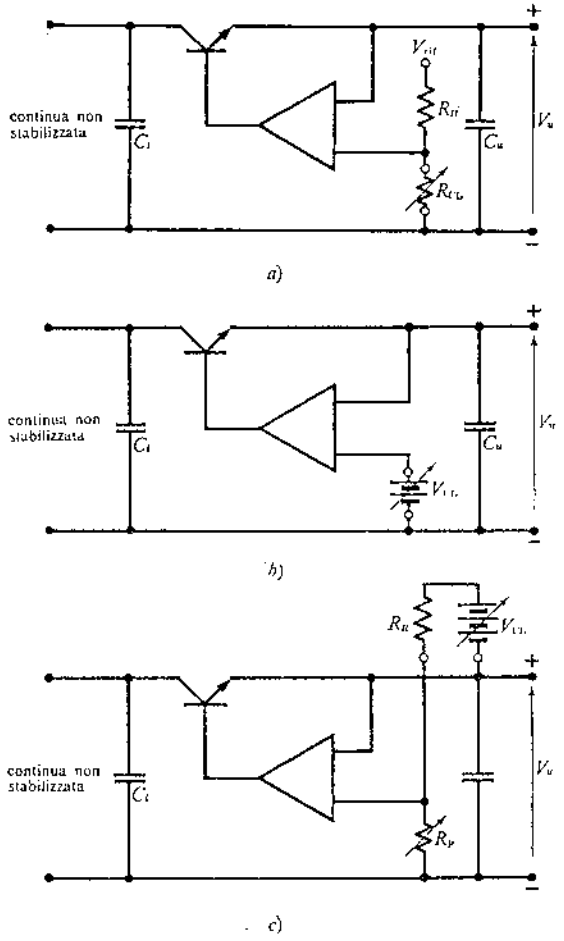


Figura 1.15. Funzionamento dell'alimentatore con comando lontano agendo su di: *a*) un resistore R_{CL}; *b*) e *c*) una tensione V_{CL}.

possibile variare la loro grandezza stabilizzata in uscita, tensione o corrente, agendo su di una resistenza R_{CL} o su di una tensione V_{CL} variabili da un punto lontano. Nella fig. 1.15. sono mostrate le varie possibilità con riferimento all'alimentatore a tensione costante.

Si noti che, se il comando lontano avviene variando una tensione, l'alimentatore può anche essere visto come un amplificatore di potenza in continua a singola uscita con basso rumore, bassa distorsione e banda compresa tra la continua e (1÷20 000) Hz a seconda dello schema interno e dell'impedenza di carico. Si hanno generalmente due possibilità: in fig. 1.15.*b* è sempre $V_u = V_{CL}$, mentre in *c*) può essere anche $V_u \neq V_{CL}$. Il generatore di V_{rif} in ogni caso deve erogare correnti molto piccole (al massimo qualche mA); è importante però che sia stabile, senza ripple e rumore ed altre imperfezioni, altrimenti queste vengono riprodotte ai terminali d'uscita.

Se il comando lontano avviene variando una resistenza, la tensione V_u può essere fatta variare con continuità o a scatti: in ogni caso occorre conoscere il legame tra il valore della resistenza e la V_u corrispondente. A tale scopo il costruttore fornisce il *coefficiente di comando* (*programming coefficient*), espresso in Ω/V: moltiplicandolo per la V_u desiderata si ottiene il valore della resistenza da inserire. È ovvio che queste resistenze debbono essere di qualità e surdimensionate, dato che ogni loro variazione si ripercuote nella V_u; i collegamenti, perché non raccolgano ripple e campi elettrici parassiti, debbono essere i più corti possibile e schermati, con gli schermi collegati a massa all'estremità dell'alimentatore, mentre all'altra vanno lasciati liberi.

3) Carichi multipli

Se con un medesimo alimentatore si alimentano più carichi, per ciascuno di essi l'impedenza della sorgente è quella dell'alimentatore con l'aggiunta degli effetti resistivi e induttivi dei collegamenti che separano ogni carico dall'alimentatore. Poiché la corrente assorbita da ogni carico varia col tempo, vi sarà una caduta variabile nei collegamenti ed essendo l'impedenza d'uscita dell'alimentatore molto piccola, spesso inferiore al mΩ, ogni collegamento comune a più carichi favorisce mutui accoppiamenti che sono particolarmente dannosi nei circuiti logici: si possono infatti indurre nei collegamenti picchi di grande ampiezza che possono dar luogo a false commutazioni in altri circuiti alimentati in comune.

In fig. 1.16.*a* è mostrato un collegamento non consigliabile, mentre è preferibile dotare ogni carico di collegamenti indipendenti (fig. 1.16.*b*). Nel caso poi di tre carichi lontani, allora converrà disporre anche i collegamenti per i punti di verifica lontani (fig. 1.16.*c*).

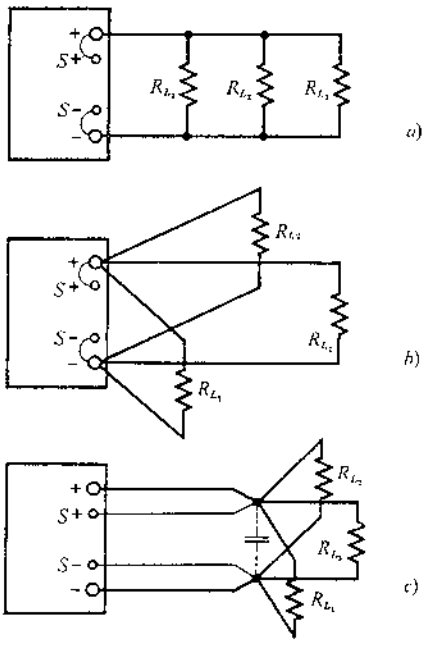


Figura 1.16. Collegamento all'alimentatore di carichi multipli: *a*) sconsigliato; *b*) corretto; *c*) per carichi lontani.

Spesso è utile porre un grosso condensatore elettrolitico tra i punti di distribuzione lontani per eliminare gli accoppiamenti mutui alle alte frequenze.

4) Doppia uscita

Spesso si utilizza un alimentatore ad uscita singola per ottenere due uscite, frequentemente di valore analogo di tensione e corrente, per alimentare due carichi: basta servirsi di un partitore resistivo collegato tra i due morsetti e con il punto intermedio messo a massa (fig. 1.17.).

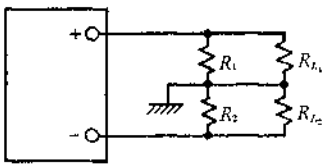


Figura 1.17. Esempio di come sia possibile ottenere due uscite da un unico alimentatore, però con risultati mediocri.

Ma da una tale disposizione non bisogna però attendersi un funzionamento molto soddisfacente: infatti, anche nell'ipotesi che sia nulla l'impedenza d'uscita dell'alimentatore, quella vista da ciascun carico è uguale al parallelo tra R_1, R_2 e l'altro carico. Una variazione della corrente in un carico non solo provocherà quindi una variazione della tensione ai suoi capi, ma anche di quella ai capi dell'altro carico e ne possono derivare quindi casi estremi di sbilanciamento.
Per la necessità in questione è quindi sempre meglio servirsi di due alimentatori separati.

5) Collegamento di più alimentatori

Qualora si voglia ottenere una tensione o una corrente maggiore di quella che l'alimentatore può fornire, se ne possono usare due o più opportunamente collegati. La soluzione è in genere più costosa di quella di avere un unico alimentatore adatto alle necessità, ma talvolta preferita per altri motivi.
Non tutti gli alimentatori sono adatti per essere collegati tra di loro: dipende dalla tecnica su cui è basato il loro funzionamento e dalla presenza o assenza di opportune protezioni.

Collegamento in parallelo

In linea di principio il collegamento in parallelo di due alimentatori sarebbe da evitarsi a causa della elevata corrente che circolerebbe nella maglia da essi formata per effetto della inevitabile differenza tra le due tensioni; avendo però a che fare con alimentatori con possibilità di funzionamento a corrente costante o a limite di corrente, questo rischio è evitato.

L'alimentatore programmato ad una tensione più elevata si porrà alla tensione (inferiore) dell'altro, erogando tutta la sua corrente (funzionamento a corrente costante), mentre l'altro funzionerà a tensione costante erogando la rimanente corrente. Es.: se si pongono in parallelo due alimentatori che possono erogare ciascuno fino a 10 A e sono richiesti in uscita 15 A, se un alimentatore ha a vuoto in uscita 30,1 V e l'altro 30,0 V, il primo erogherà tutti i suoi 10 A e si porterà a 30,0 V (funzionamento a corrente costante o a limite di corrente) ed il secondo erogherà i rimanenti 5 A (funzionamento a tensione costante).
Resta il fatto che i due alimentatori erogano correnti diverse. Ciò può essere evitato se gli alimentatori sono previsti per un funzionamento *parallelo-automatico*. In tal caso uno sarà considerato l'alimentatore principale, gli altri quelli secondari. Nella fig. 1.18. è rappresentato il caso di due soli alimentatori in parallelo-automatico. L'alimentatore principale funziona normalmente ed i suoi comandi regolano il funzionamento di tutto il sistema. L'amplificatore di confronto del secondario (se le due R_M sono uguali) impone l'uguaglianza delle due I_u e ciò indipendentemente dal valore imposto di tensione o corrente al carico. Ovviamente i due alimentatori

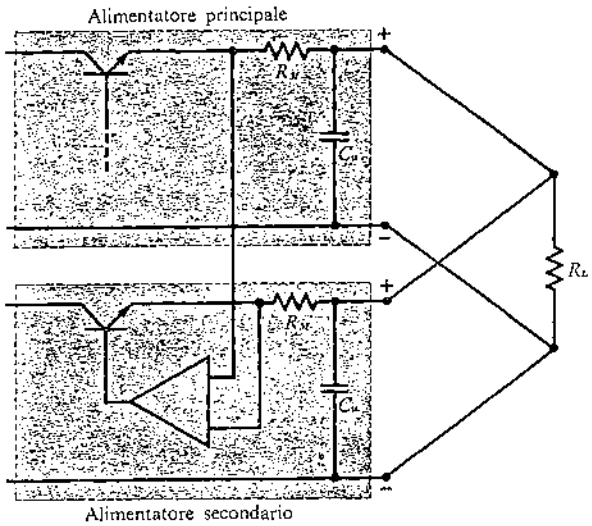


Figura 1.18. Esempio di collegamento per un funzionamento in parallelo-automatico di due alimentatori.

debbono essere identici e non è necessaria alcuna manomissione del circuito degli strumenti: basta effettuare gli opportuni collegamenti nella loro parte posteriore.

Collegamento serie

Questo collegamento può essere fatto con due o più alimentatori fino al massimo consentito dal funzionamento fuori massa di ciascuno di essi. Può esservi un carico separato per ogni alimentatore oppure uno

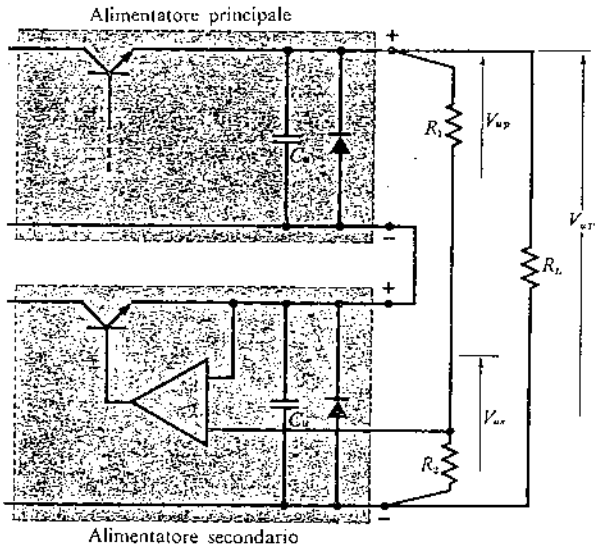


Figura 1.19. Esempio di collegamento per un funzionamento in serie-automatico di due alimentatori.

unico per tutta la serie. È opportuno assicurarsi che gli alimentatori utilizzati posseggano al loro interno i diodi di protezione in parallelo all'uscita: in caso negativo conviene porne uno tra i terminali di ogni alimentatore.
Anche nel funzionamento serie resta il problema di come ogni singolo alimentatore interviene con la sua V_u a formare la V_u totale. Vi sono alimentatori predisposti per il funzionamento *in serie-automatico*, nel quale si può imporre quale frazione del totale debba rappresentare la V_u di uno degli elementi della serie. Nella fig. 1.19. è riportato lo schema di principio nel caso di due soli alimentatori, dei quali uno è principale. Vi figura il partitore (R_1, R_2) tra la tensione totale di uscita V_{uT}, con il punto d'unione dei due resistori collegato ad uno degli ingressi dell'amplificatore di confronto dell'alimentatore secondario. Appare chiaro che a regime si avrà

$$V_{us} = V_{uT} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

e

$$V_{uT} = V_{up} + V_{us} = V_{up} \frac{R_1 + R_2}{R_1}.$$

Utilizzando due resistori esterni R_1 e R_2, i comandi dell'alimentatore secondario non servono a nulla; il comando di V_{up} fa variare in modo proporzionale V_{uT}; variando il rapporto R_1/R_2 invece, si varia il contributo dell'uno e dell'altro alimentatore alla formazione della V_{uT}.
Osservando come sono gli schemi degli A. a tensione costante, si nota che non è necessario inserire un resistore esterno R_2 quando quello interno indicato con R_p nella fig. 1.5. può svolgere la stessa funzione; in tal caso, agendo sulla regolazione della V_u dell'A. principale si varia la V_{uT} e su quella dell'A. secondario si varia il rapporto tra le due tensioni V_{up} e V_{us}, la cui somma è V_{uT}.
Gli alimentatori che debbono entrare in un collegamento-serie non è necessario siano uguali: l'A. principale può essere di tipo qualunque, quelli secondari debbono essere invece predisposti, cioè avere disponibile nella parte posteriore uno degli ingressi dell'amplificatore di confronto.
È molto frequente il caso in cui due alimentatori vengono posti in serie-automatico ed il punto in comune posto a massa: si ottengono in tal modo due tensioni di segno opposto i cui valori assoluti sono tenuti tra loro in un rapporto rigorosamente costante. È il caso frequente in cui si debbano alimentare circuiti analogici e in tanti altri casi.

Collegamento con inseguimento automatico (autotracking)

È un caso interessante di funzionamento (serie) del tutto simile al precedente, solo che ora sono collegati tra di loro (ed in genere posti a massa), i morsetti negativi (—) dell'A. principale e di quello secondario (fig. 1.20.).
La tensione d'uscita del secondario dipende da quella dell'A. principale e dal rapporto R_1/R_2; infatti vale

$$V_{us} = V_{up} \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Ovviamente è opportuno che funzioni da principale l'alimentatore capace di una V_u maggiore.

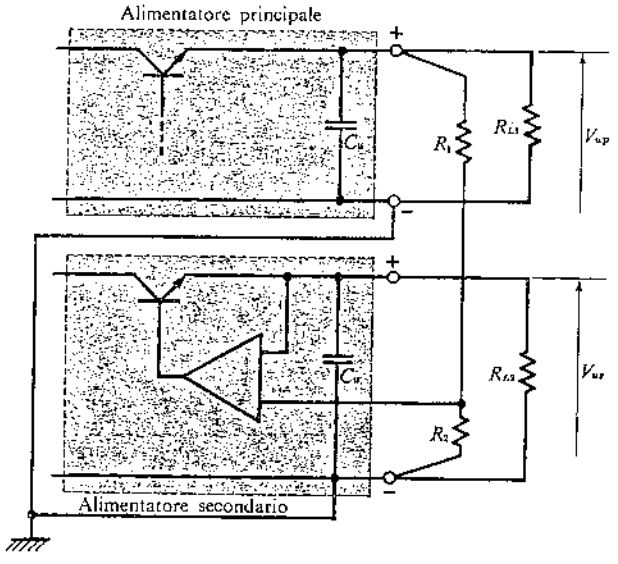


Figura 1.20. Esempio di funzionamento ad inseguimento automatico di due alimentatori.

6) Funzionamento a massa e fuori massa

La maggior parte degli alimentatori ha il proprio circuito isolato sia dalla rete tramite trasformatore sia dal contenitore metallico. Ponendo quindi a mas-

sa o il terminale negativo o quello positivo, si ottiene un'uscita positiva o negativa rispettivamente (*grounded operation*).
È possibile, anzi talvolta è necessario, anche il funzionamento fuori massa (*floating operation*): occorre però tener presente che in questo caso esiste un ben preciso limite alla d.d.p. che può esservi tra i terminali e la massa, limite imposto dagli isolamenti (per es. la mica che isola il transistore di regolazione-serie dal dissipatore) e che non deve mai essere superato (qualche centinaio di volt). Inoltre in questo funzionamento la tensione d'uscita presenta un ripple ed un rumore più elevati; un certo miglioramento tuttavia si ottiene, se ciò non porta ad inconvenienti di altra natura, ponendo un condensatore di elevata capacità e con reofori corti ai capi dei terminali d'uscita.
Nel caso in cui si debba alimentare un carico con un estremo a massa, il collegare a massa un morsetto dell'alimentatore può dar luogo ad inconvenienti. È possibile infatti verificare che tra due punti di massa diversi esiste sempre una d.d.p.: anche se essa è di piccolo valore, tra i collegamenti e la massa si stabilisce un percorso a bassissima resistenza, nel quale possono circolare liberamente correnti anche elevate a frequenza di rete e/o sue armoniche, con conseguente peggioramento delle prestazioni di ripple e di rumore all'uscita dell'alimentatore.
In fig. 1.21. si vede il percorso della corrente di massa I_m che nasce a causa della d.d.p. tra i due punti di massa, schematizzata dal generatore equivalente di f.e.m. V_m.
La situazione peggiora se i carichi alimentati sono molti ed ognuno col proprio punto di massa. Si pensi ad un carico alimentato ai cui capi si controlli la tensione con un voltmetro elettronico ad amplificatore e/o con un oscilloscopio.

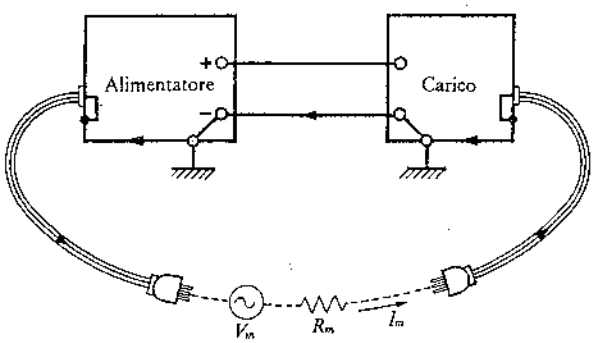


Figura 1.21. I collegamenti di massa possono creare un anello chiuso e causare disturbi a frequenza di rete.

Anche nel caso in cui non vi siano cordoni della rete tripolari, il problema può sussistere se il gruppo di apparecchiature è contenuto in un rack metallico. Per eliminare la circolazione della I_m vi sono due possibilità:
– o interrompere il terzo conduttore nel cordone della rete (con perdita di sicurezza da parte dell'operatore);
– o mantenere l'alimentatore fuori massa (con un quasi certo aumento del ripple e del rumore).
Nei sistemi di misura complessi in genere conviene prevedere per ogni componente la possibilità del funzionamento fuori massa. In caso ciò non sia possibile occorre individuare il punto di massa di tutto il sistema e a questo far giungere un collegamento ed uno solo per ogni componente indipendentemente da quelli degli altri.

7) Inversione della corrente

L'alimentatore deve mantenere costante la sua tensione d'uscita anche in presenza di carichi attivi che tendono, durante parte del loro ciclo di funzionamento, a provocare l'inversione della corrente. Può succedere con circuiti ad impulsi o con amplificatori in classe *C*.
Poiché la corrente inversa non può attraversare il transistore regolatore-serie, verrà assorbita dal condensatore d'uscita aumentando la tensione ai suoi capi, con grave riduzione della regolazione e della sicurezza dei vari componenti.

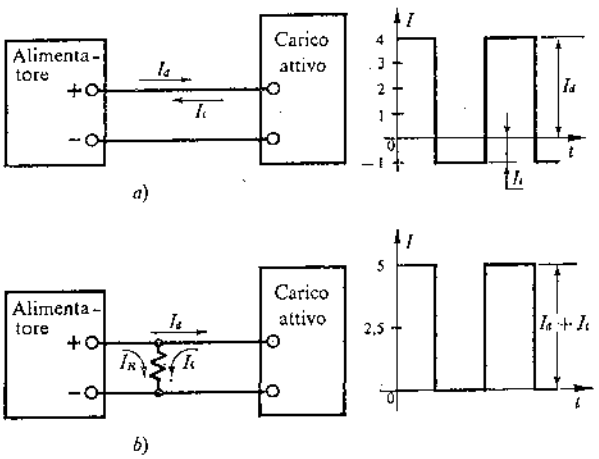


Figura 1.22. Collegamento dell'alimentatore ad un carico attivo: *a*) senza carico fittizio; *b*) con carico fittizio.

Il problema può essere risolto ponendo in parallelo ai morsetti d'uscita un carico fittizio resistivo. Infatti, si supponga che in un semiperiodo del funzionamento il carico attivo richieda una corrente di 4 A, mentre nel semiperiodo successivo restituisca 1 A (fig. 1.22.*a*). L'alimentatore, inserendo un carico fittizio che assorba una corrente $I_R = I_i$, funziona a tensione costante (fig. 1.22.*b*) ed eroga nel 1° semiperiodo una corrente pari a $I_a + I_i = 5$ A, mentre nel 2° semiperiodo non è costretto a ricevere la corrente I_i che va invece nel carico fittizio.

1.7. Accorgimenti di protezione

I funzionamenti considerati in precedenza dovrebbero essere assolutamente sicuri. Inoltre, regolando opportunamente con i rispettivi comandi la V_u e la I_u, anche il carico non dovrebbe essere esposto a rischi di sorta.

In realtà nella pratica possono intervenire influenze esterne, guasti o cattivo funzionamento dei dispositivi di regolazione, che non rientrano nella logica del normale funzionamento dell'alimentatore, oppure anche manovre sbagliate sui comandi.

I dispositivi a semiconduttore sono particolarmente sensibili a sovratensioni e a sovracorrenti e subiscono con grande facilità danni irreparabili: fusibili ed interruttori automatici non costituiscono, in genere, una protezione sufficiente a causa della lentezza con cui intervengono.

Nei moderni alimentatori vengono perciò prese particolari precauzioni atte a garantire la sicurezza dell'alimentatore, del carico o di entrambi.

Una possibilità tutt'altro che rara, specie in campo industriale, è che nella rete siano presenti picchi anormali di tensione o di corrente. Se sono di breve durata, i fusibili e gli automatici non intervengono perché metterebbero fuori uso l'alimentatore ogni volta e, poiché il trasformatore, il raddrizzatore, il filtro li sopportano agevolmente, sono i componenti a semiconduttore che vengono danneggiati. Occorrono allora per questi protezioni particolari: vengono inserite reti *RC* serie in parallelo al secondario del trasformatore, oppure condensatori di by-pass, induttori di blocco della R.F., schermi nel trasformatore, ecc. Altre volte vengono inseriti dispositivi termici (a diretto contatto con i dissipatori) perché intervengano ad interrompere il regolatore-serie o la rete tutte le volte che si verifichi un surriscaldamento dovuto a eccesso di dissipazione interna o ad un aumento della temperatura ambiente.

Nello schema di fig. 1.23. sono riportati e contraddistinti da un numero gli elementi di protezione che più di frequente sono adottati negli alimentatori:

1) *Circuito di smorzamento.* Protegge l'alimentatore dai transitori di breve durata della rete.

2) *Diodo del regolatore serie.* Protegge il regolatore serie da tensioni inverse provenienti da sorgenti esterne (carico attivo o alimentatore in parallelo).

3) *Diodi clamper all'ingresso dell'amplificatore.* Proteggono l'amplificatore di tensione, limitandone la tensione all'ingresso a meno di 1 volt, durante le rapide variazioni della tensione d'uscita a causa di brusche variazioni del carico o del controllo di tensione da parte dell'operatore.

4) *Zener limitatore di tensione.* Protegge il carico da tensioni in uscita maggiori di quelle dello zener, anche se il comando per l'imposizione della tensione (vicino o lontano) risultasse aperto o venisse azionato in modo improprio (troppo elevato).

5) *Resistori (o diodi) di protezione sui collegamenti al carico lontano.* Proteggono il carico perché non riceva tutta la tensione del raddrizzatore qualora i collegamenti di verifica col carico lontano venissero accidentalmente aperti.

6) *Diodo d'uscita.* Protegge l'alimentatore da tensioni applicate dall'esterno (carico attivo o alimentatore collegato in serie).

7) *Circuito crowbar.* Protegge il carico da qualunque altro funzionamento irregolare dell'alimentatore intervenendo con rapidità ed eliminando sovratensioni indesiderate.

Vi sono parecchie cause per le quali si può accidentalmente perdere il controllo dell'alimentatore e in conseguenza di ciò qualche componente può deteriorarsi portando a volte alla distruzione del carico. In particolare, per ciò che riguarda il regolatore

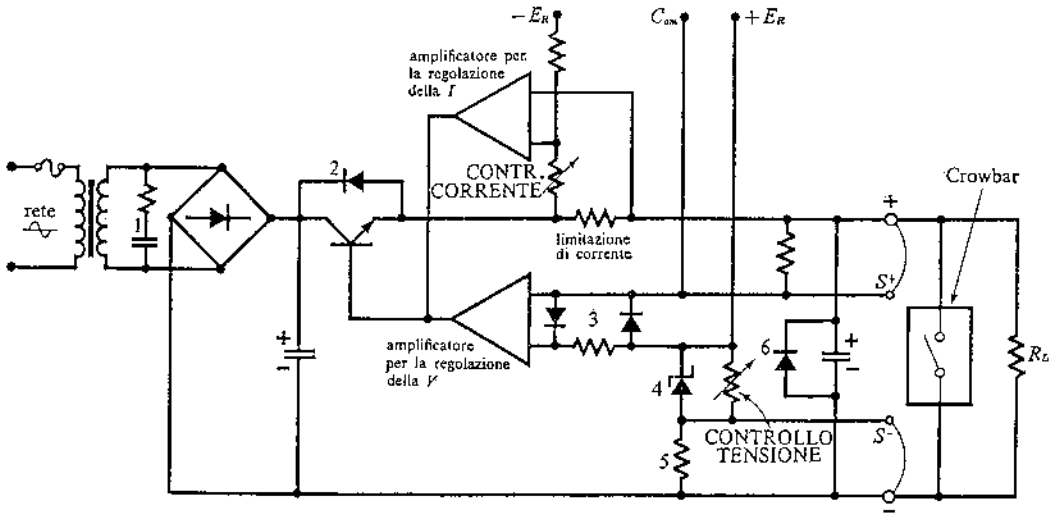


Figura 1.23. Schema di alimentatore, completo di dispositivi di protezione.

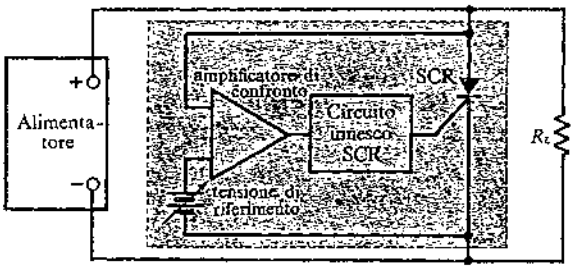


Figura 1.24. Circuito Crowbar.

serie, spesso succede che esso vada in corto circuito, con la conseguenza che il carico viene ad essere soggetto a tutta la tensione del raddrizzatore, senza più alcun effetto limitante, nemmeno di corrente.
Nel caso in cui si abbia a che fare con carichi delicati e facilmente danneggiabili, anche se il tempo in cui è soggetto ad una condizione anormale non è maggiore del millisecondo, l'unica vera protezione è rappresentata dal circuito Crowbar: si tratta di un circuito indipendente, che talvolta è inserito nell'alimentatore, altre volte è a parte, offerto come opzionale (fig. 1.24.), che «sente» la tensione d'uscita e se questa supera un valore prefissato, interviene con grande prontezza (ordine dei microsecondi), cortocircuitando il carico. L'SCR, posto così in conduzione, continua a restarvi finché non scompare la tensione all'uscita dell'alimentatore.

1.8. Norme di funzionamento

a) *Ingresso*

Si prevede che la rete di alimentazione ac possa variare di circa il 10% rispetto al suo valore nominale, la forma d'onda sia ragionevolmente sinusoidale e l'impedenza d'uscita molto bassa.
Se la forma d'onda si presenta molto distorta (quadra o tosata) può non avere sufficiente valore di picco per portare l'alimentatore alla sua massima potenza in uscita ed in ogni caso qualunque irregolarità nella forma d'onda, specie nel caso di alimentatori a preregolatore, si riflette in una perdita di stabilizzazione.
Si tenga presente che, per effetto del circuito di raddrizzamento con filtro *RC*, nel circuito di ingresso si ha una corrente impulsiva, il cui picco non deve assolutamente essere limitato: è quindi indispensabile che il cavo di alimentazione, il trasformatore o eventuali stabilizzatori di rete siano adeguati a questo valore e non al valor efficace della corrente.
È comunque sempre sconsigliabile, al fine di ottenere una maggiore stabilità a breve termine o stabilizzazione contro le variazioni di rete, inserire tra la linea e l'alimentatore uno stabilizzatore; l'effetto che si ottiene è in genere irrilevante, se non addirittura negativo. Questi dispositivi infatti tendono a mantenere costante il valore efficace della tensione in ingresso alterandone la forma e l'ampiezza. Inoltre la loro impedenza d'uscita è in genere maggiore di quella della linea e presenta un picco di risonanza che, nel caso di alimentatori a preregolatore, può provocare fenomeni di instabilità in B.F.

b) *Uscita*

I limiti di tensione e di corrente sono quelli che definiscono il campo nel quale sono da considerarsi le varie prestazioni specificate dal costruttore.
Un alimentatore (0÷40) V e (0÷5) A potrà dare qualunque tensione al di sotto dei 40 V con qualunque corrente al di sotto dei 5 A, con tutte le prestazioni indicate.
È opportuno chiarire il funzionamento dell'alimentatore attorno all'uscita di 0 V. È chiaro che se $V_u = 0$ con perfetta esattezza, la I_u sarà anch'essa nulla, però, solo che $V_u \neq 0$ di poco quanto si vuole, l'alimentatore deve poter erogare qualunque corrente compresa tra 0 e 5 A a seconda del valore del carico e presentare le prestazioni specificate. In pratica il funzionamento in prossimità dello zero sarà limitato dalla risoluzione del comando di uscita, dalla deriva a breve termine, dalla stabilizzazione di linea e di carico e dal ripple. Non ha infatti alcun senso usare un alimentatore con 1 mV di uscita se esso ha un ripple di 5 mV e così via.
Per certe applicazioni vi è molta differenza tra il valore di picco e quello medio della corrente d'uscita: praticamente, per tutti gli alimentatori, il limite di corrente è riferito al valore di picco e non a quello medio. Infatti essi posseggono un dispositivo rapido per la limitazione della corrente tramite il regolatore serie, in modo che la corrente non superi il valore massimo o quello imposto. In fig. 1.25. si vede che, quando la corrente I_u in certi intervalli di tempo è superiore alla I_{max}, la tensione in uscita in corrispondenza di essi presenta delle cadute rispetto al valore imposto.

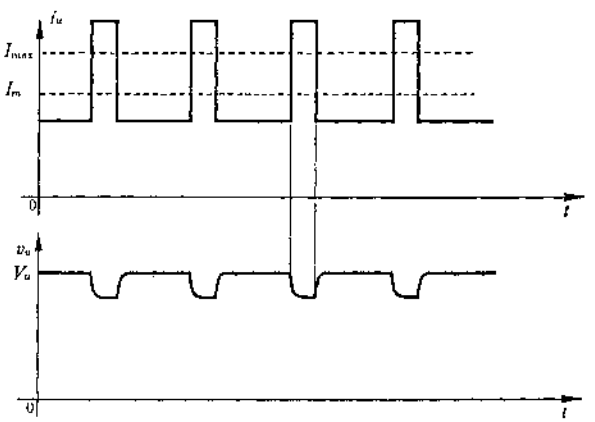


Figura 1.25. Variazione della tensione d'uscita di un alimentatore limitato in corrente, quando la corrente erogata tende a superare il valore programmato.

1.9. Specifiche e loro verifica (collaudo)

Si chiama *specifica* il limite entro il quale deve assolutamente rimanere, a detta del costruttore, una certa prestazione dello strumento, purché si trovi nelle condizioni ambientali e d'uso previste.
Il *collaudo* è invece un sistema di misurazioni mediante le quali si verifica che ogni prestazione rispetti la corrispondente specifica.
Si prenderanno ora in esame:
1) l'insieme degli strumenti per procedere al collaudo di un alimentatore (per motivi di brevità ci si riferirà al caso frequente di A. a tensione costante);
2) le precauzioni che occorre osservare perché le varie misure risultino corrette;
3) le prestazioni principali, indicandone le procedure di misura.

Strumentazione

Per procedere al collaudo di un alimentatore, sono necessari i seguenti strumenti (fig. 1.26.):

- *autotrasformatore variabile;*
- *voltmetro ac;*
- *voltmetro digitale o differenziale dc;*
- *voltmetro a vero valore efficace;*
- *oscilloscopio a larga banda (> 20 MHz) con sensibilità > 1 mV/div e possibilmente con ingresso differenziale;*
- *interruttore automatico.*

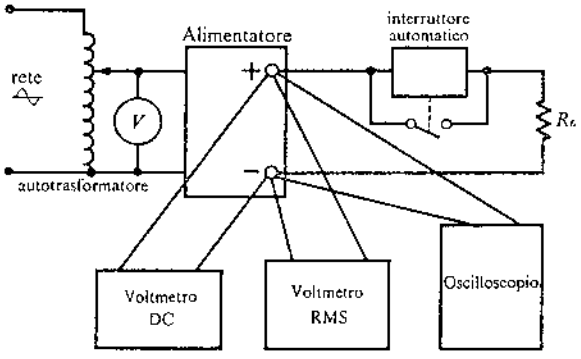


Figura 1.26. Schema generale d'inserzione per il collaudo di un alimentatore a tensione costante.

Precauzioni

Per compiere le misure di un collaudo occorre assumere ed osservare un certo numero di precauzioni, delle quali si elencano le principali:
a) verificare che l'alimentatore non sia predisposto a funzionare con carico lontano: in ogni caso sia il carico che gli strumenti debbono essere connessi ai morsetti ai quali è collegata l'uscita dell'amplificatore di confronto;
b) prestare una cura particolare alla realizzazione dei contatti tra i collegamenti degli strumenti e del carico e i morsetti dell'alimentatore, al fine di non commettere errori notevolissimi sulla prestazione dell'impedenza d'uscita;
c) è bene che tutti gli strumenti siano collegati direttamente all'alimentatore per evitare mutui accoppiamenti tra di loro: la piccolissima impedenza d'uscita dell'alimentatore minimizza questo pericolo. Se i collegamenti sono in conduttore normale è bene attorcigliare i due di ogni strumento o ancora meglio usare una coppia di conduttori schermati;
d) scegliere il carico di resistenza e potenza adeguate all'uscita massima ($V_{u\,max}$; $I_{u\,max}$). Il carico poi non deve essere induttivo, altrimenti falsa la misura del tempo di ripristino e della L_s (fig. 1.29.);
e) accertare che il punto d'intervento del limitatore di corrente sia superiore alla corrente richiesta dal carico: infatti l'intervento del limitatore provoca una diminuzione della tensione d'uscita (fig. 1.25.), un aumento del ronzio ed in genere una degradazione delle prestazioni;
f) verificare che non si raccolgano disturbi con i collegamenti di misura e che non si sia formato un circuito chiuso tramite la rete e le masse degli strumenti: ci si accerta di ciò spegnendo l'alimentatore ed osservando se sullo schermo dell'oscilloscopio sono presenti disturbi;
g) utilizzare un *variac* con sufficiente disponibilità di corrente, altrimenti la forma d'onda risulta distorta e l'alimentatore non funziona correttamente;
h) non interporre un regolatore tra la rete e l'alimentatore.

Prestazioni generali e relative misure

Stabilizzazione di rete (0,01% + 1 mV [1] per ±10% della rete)

È la variazione (a regime) che si ha all'uscita (tensione o corrente) a causa di una variazione della tensione di rete entro l'intervallo in cui questa può variare. Tramite il variac si impongono in ingresso all'alimentatore i valori limite inferiore e superiore della tensione di rete e si misurano sul voltmetro digitale o differenziale i corrispondenti valori di V_u e quindi il ΔV_u che, rapportato al valore nominale, consente di ottenere la misura.
È implicito che queste prove vengono normalmente eseguite per le condizioni più gravose ($V_{u\,max}$; $I_{u\,max}$).

Stabilizzazione di carico (0,01% + 1 mV)

È la variazione (a regime) della tensione d'uscita causata dalle variazioni del carico quando questo passi dal valore ∞ ad un valore corrispondente alla

[1] Questo valore (1 mV) rappresenta l'errore assoluto che il voltmetro dc introduce nella misura: esso si ripresenta in alcune delle prossime specifiche.

corrente massima predisposta in uscita (fatto salvo quanto esposto al punto *e*) delle « precauzioni »).
La misura si effettua inserendo e disinserendo tramite l'interruttore automatico il carico R_L e misurando le corrispondenti variazioni di V_u.

Ronzio e rumore (20 mV_{eff}/100 $mV_{p\text{-}p}$)

La tensione d'uscita di un alimentatore non è assolutamente continua ed esiste sempre un residuo variabile che si può considerare in linea di principio costituito da una componente periodica e da una non periodica: la prima, armonicamente legata alla frequenza della rete o a quella di commutazione (nel caso di A. a commutazione), viene denominata *ripple* o *ronzio*; la seconda, a spettro continuo, è detta *rumore*.
A causa della parziale sovrapposizione degli spettri, è praticamente impossibile separare queste due componenti che vengono sempre associate nelle specifiche sotto l'indicazione PARD (*Periodic And Random Deviations*).
Poiché la prestazione di ronzio e rumore è sempre intesa con uno dei morsetti d'uscita a massa, se l'uscita è fuori massa se ne ha un deterioramento e altrettanto succede in genere se si usa un funzionamento con carico o con comandi lontani, a meno che non si prendano diligenti precauzioni, come per es. schermare i collegamenti ed *una sola estremità degli schermi venga posta a massa.*
Molto spesso l'indicazione del ripple e rumore di un A. viene fornita mediante il valore efficace di tali segnali, ma per una informazione più completa è bene conoscerne anche il valore picco a picco perché, specie negli alimentatori a SCR e a commutazione, sull'ondulazione residua potrebbero essere sovrapposti picchi di brevissima durata ma di ampiezza molto elevata che, pur non incidendo sostanzialmente sul valor efficace, possono rivelarsi assai dannosi quando si alimentano dispositivi delicati oppure possono provocare commutazioni indesiderate in circuiti a scatto a basso livello. È questa la ragione per cui è necessario utilizzare nelle misure un oscilloscopio per alte frequenze. La misura di queste grandezze (PARD) avviene utilizzando un voltmetro *RMS* e/o un oscilloscopio (per il valore picco-picco), e poiché la loro entità è in genere assai piccola, risultano determinanti i metodi di connessione degli strumenti di misura all'alimentatore, al fine di non raccogliere disturbi non imputabili ad esso.
Un primo metodo di verifica consiste nell'accertarsi se il ronzio ha frequenza fondamentale uguale o doppia a quella di rete; dato per scontato infatti che tutti i circuiti raddrizzatori degli alimentatori sono ad onda intera, la presenza della frequenza di rete nel ronzio è certamente da imputarsi a condizioni operative scarsamente soddisfacenti.
È quello che succede, per es., se si realizza il collegamento di fig. 1.27. Per le ragioni esposte nel paragrafo 1.6. punto 6), i problemi derivanti da questa connessione possono essere risolti:

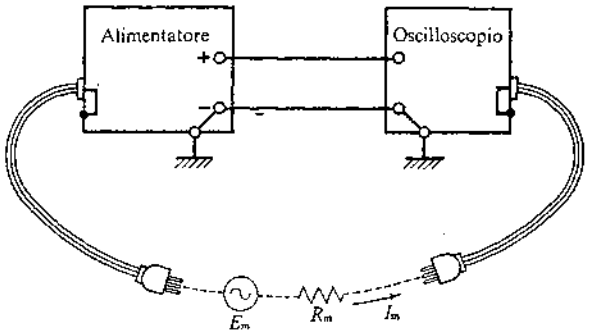


Figura 1.27. Schema sconsigliato di collegamento: in esso si pone in evidenza il circuito chiuso che si realizza tra le masse, fonte di disturbo a frequenza di rete.

– o eliminando il collegamento a massa nel cordone di rete dell'A.;
– o utilizzando un oscilloscopio con ingresso differenziale (soluzione obbligata se gli strumenti sono inseriti in un rack).
Tutte queste precauzioni, necessarie per la misura del ronzio e rumore in B.F., non sono però sufficienti per la misura dei picchi di rumore in H.F.: occorre utilizzare un oscilloscopio che abbia una frequenza di taglio di almeno 20 MHz, ingresso differenziale ed inoltre i collegamenti in cavo coassiale (fig. 1.28.) debbono essere adattati alle estremità per eliminare l'onda stazionaria e l'insorgere di oscillazioni. Si tenga presente che i resistori di adattamento introducono una attenuazione di 1/2. I condensatori sono stati inseriti con lo scopo di bloccare la continua che altrimenti circolerebbe liberamente nei cavi.

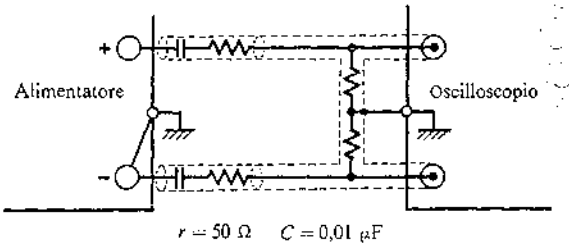


Figura 1.28. Collegamento tra alimentatore e oscilloscopio per la misura dei picchi di rumore in H.F.

Coefficiente di temperatura ((0,02% ÷ 1 mV)/°C)

Dopo che l'A. ha raggiunto il suo equilibrio termico, sia interno che nei confronti dell'ambiente (~30 min), se restano fermi e costanti i comandi, il carico e la rete, una variazione della temperatura ambiente provoca una variazione nell'uscita. Si chiama *coefficiente di temperatura* il rapporto tra tale variazione relativa e la variazione di temperatura che l'ha prodotta.

Per procedere alla sua misura occorre introdurre l'alimentatore in un forno e variare la temperatura di una quantità consentita dalle norme d'uso, attendere che abbia riacquistato il suo equilibrio termico e quindi misurare la variazione della tensione d'uscita. Ovviamente il voltmetro digitale o differenziale che si usa va tenuto fuori dal forno perché nella misura non intervenga anche il suo coefficiente di temperatura.

Stabilità o Deriva (0,05% + 1 mV)

Se si può ritenere che le varie cause di variazione (rete, carico, temperatura, ecc.) siano evitate, si definisce *stabilità* o *deriva* (*drift*) la variazione che subisce l'uscita dell'A. al passare del tempo.
In definitiva, non essendoci alcuna causa precisa per questa variazione, la si potrebbe concettualmente far rientrare nel rumore di frequenza molto bassa (sotto i 20 Hz).
Convenzionalmente, la misura deve iniziare dopo un periodo di riscaldamento dello strumento ($\sim$ 30 min) e protrarsi per 8 h con l'alimentatore tenuto a temperatura rigorosamente costante (per es. in ambiente termocontrollato) e la tensione d'uscita misurata con un voltmetro differenziale o ancor meglio con un registratore a carta scorrente. In ogni caso è bene accertarsi che la stabilità degli strumenti di misura sia migliore di quella dello strumento in esame. È utile usare nella misura il comando lontano dell'alimentatore perché l'operatore con la sua presenza potrebbe influire sul funzionamento sia elettricamente che meccanicamente.

Impedenza d'uscita ($R_s = 100\ \mu\Omega$; $L_s = 1\ \mu H$)

Si supponga che due amplificatori siano alimentati da un A. a tensione costante con corrente d'uscita massima di 2 A, e che il primo assorba una corrente praticamente costante di 0,5 A, il secondo una corrente che può variare tra 0,3 e 1 A.
Poiché l'alimentatore non ha una impedenza d'uscita nulla, a causa del variare dell'assorbimento del secondo amplificatore avrà ai suoi terminali una variazione della tensione d'uscita. Questa variazione viene risentita anche dal primo amplificatore e per esso è causa di rumore e cattivo funzionamento.
Una elevata impedenza d'uscita è quindi indice di scarsa prestazione al variare del carico ed inoltre favorisce gli accoppiamenti tra i carichi dello stesso alimentatore: se, per es., questi sono costituiti da due amplificatori in cascata, un'elevata impedenza d'uscita può essere causa dell'innescarsi di oscillazioni parassite di bassa frequenza (*motorboating*). Nel caso di circuiti digitali, accoppiamenti parassiti tramite l'unico A. di più blocchi, possono portare a commutazioni indesiderate.
L'impedenza d'uscita è funzione della frequenza e non è sufficiente indicarne il valore tipico o il valore massimo, ma occorre anche conoscere a quali frequenze sono stati rilevati. Può essere definita ad ogni frequenza come rapporto tra la v_u e la i_u (disturbo sinusoidale proveniente dal carico che l'ha prodotta). Nella fig. 1.29.*b* è riportato l'andamento tipico dell'impedenza d'uscita di un A. a tensione costante di buona qualità. Si può vedere che essa ha un valore piccolo solo entro la banda di frequenza del sistema di regolazione.

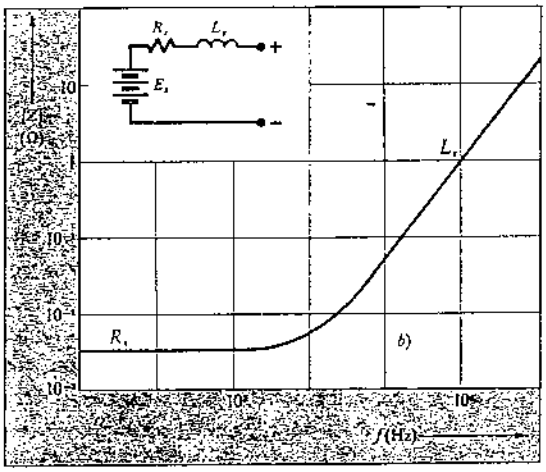


Figura 1.29. Impedenza d'uscita di un alimentatore a tensione costante: *a*) circuito equivalente; *b*) andamento in funzione della frequenza.

È più frequente che il costruttore fornisca i valori della R_s e L_s con riferimento ad un circuito equivalente come quella di fig. 1.29.*a*.
Inoltre è molto raro che venga misurata direttamente, in quanto si può avere una informazione della sua entità da considerazioni sul tempo di ripristino.

Tempo di ripristino (50 μs; 10 mV)

Se il carico viene fatto variare *lentamente*, la tensione d'uscita subisce una variazione nei limiti previsti dalla *regolazione di carico*; se invece viene fatto variare *bruscamente*, poiché l'impedenza d'uscita cresce al crescere della frequenza (fig. 1.29.*a*), si presenterà un transitorio nella tensione d'uscita (fig. 1.30.*a*). Provocata una brusca variazione nella corrente d'uscita (da zero al valore massimo), si definisce *tempo di ripristino* (*o di risposta ai transitori*) l'intervallo di tempo concesso alla tensione d'uscita per tornare al livello di regime (corrispondente alla variazione di carico considerata) contenuto all'interno della *banda di ripristino*. Questa è definita come l'intervallo di tensione tra il livello di regime a pieno carico ed il valore nominale della tensione d'uscita ed è normalmente dello stesso ordine della regolazione del carico. Il valore nominale della tensione d'uscita è invece il valor medio tra i due livelli di regime.
Per una descrizione completa, nelle specifiche, accanto al tempo di ripristino viene posto il valore della banda di ripristino. Appare allora chiaro che

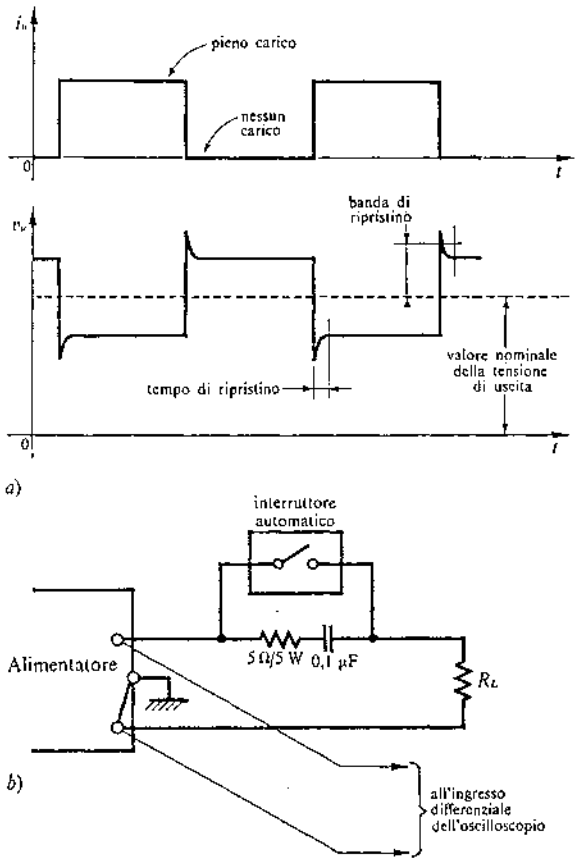


Figura 1.30. Misura del tempo di ripristino: *a*) forme d'onda; *b*) circuito.

l'ampiezza del transitorio è strettamente legata al tempo di salita della corrente I_u e all'induttanza dell'A.

La misura del tempo di ripristino può essere fatta in corrispondenza a qualunque valore della tensione di rete, della tensione e corrente di carico, purché entro i limiti specificati. Lo schema della misura è riportato nella fig. 1.30.*b*: l'interruttore automatico che vi compare funziona coi 50 Hz e potrebbe essere sostituito da uno manuale, ma in tal caso non si avrebbe un segnale periodico da osservare con comodità sullo schermo, mentre invece la soluzione di realizzarlo con un transistore, per ottenere prestazioni paragonabili, risulta più costosa. Ovviamente $R_L = V_u/I_{u\,max}$ e la rete *RC* ha la funzione di eliminare i transitori di apertura dell'interruttore.

Velocità di comando o tempo di risposta (60 ms; 20 mV)

Supponendo di avere provocato, tramite i comandi a disposizione, una brusca variazione della tensione d'uscita, si chiama *velocità di comando* o *tempo di risposta*, il tempo impiegato da questa a raggiungere una certa percentuale del valore imposto o un certo livello in prossimità di questo. La specifica, per essere completa, deve contenere anche questa seconda indicazione.

La misura può eseguirsi agendo sul comando della tensione, oppure, in modo assai più corretto, tramite il comando lontano. Occorre allora che la resistenza R_{CL} (paragrafo 1.6. punto 2) venga fatta variare rapidamente tra il valore zero e quello che corrisponde alla massima tensione d'uscita *nella prova in aumento*, tra il valore massimo e zero *nella prova in diminuzione*. Per realizzare le condizioni più sfavorevoli, il carico va disinserito in quest'ultima prova.

L'andamento della V_u può essere osservato sullo schermo dell'oscilloscopio, e se la velocità di comando è maggiore di circa 10 ms come fenomeno transitorio, si riescono a fare le relative misure. Se invece è minore di 10 ms si può utilizzare l'interruttore automatico di fig. 1.30.*b* per variare la R_{CL} tra 0 ed il suo valore massimo a frequenza di rete (50 Hz), ottenendo un andamento periodico osservabile e misurabile con comodità all'oscilloscopio.

Può risultare una notevole discordanza nella valutazione di questa specifica se la prova viene eseguita con o senza il condensatore C_u: infatti la sua rimozione può aumentare la velocità di comando anche di 100 volte. Il manuale dello strumento dà indicazioni su come deve intendersi eseguita la misura.

2. Generatori di segnali

2.1. Generalità

Si indica in modo generico con *Generatore di Segnali* qualsiasi strumento in grado di fornire in uscita un segnale sinusoidale. Sono molto diffusi e risultano indispensabili per instaurare un regime dinamico sinusoidale nei circuiti al fine di studiarne e verificarne le caratteristiche. Ve ne sono che con la loro banda di frequenza coprono le gamme utilizzate in tutte le varie tecniche, a partire dalle bassissime frequenze (applicazioni elettromedicali, servomeccanismi, controlli industriali, ecc.), alle frequenze audio (telefonia audio, riproduzione acustica, alta fedeltà, ecc.), alle radiofrequenze (comunicazioni radio e TV, ecc.), alle microonde (ponti radio, radar, ecc.). Il criterio qui seguito di classificarli a seconda del campo di frequenza che sono in grado di coprire nel loro funzionamento, trova peraltro riscontro an-

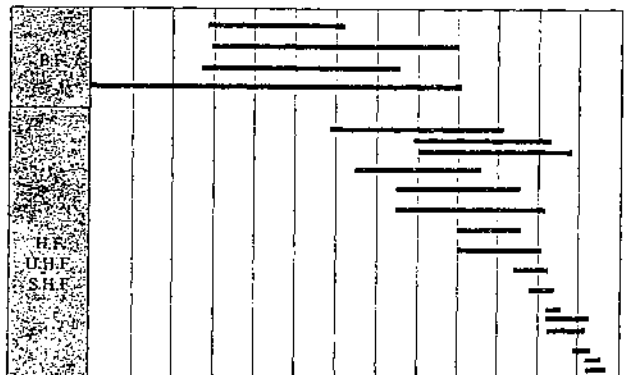


Figura 1.31. Campi di frequenza coperti da Generatori di Segnali reperibili sul mercato.

che in alcuni aspetti costruttivi che li differenziano:

1) *Generatori di Segnali per R.F.* (oltre i 50 kHz);

2) *Generatori di Segnali per B.F.* [1] (fino a ~10 MHz).

Questi ultimi, normalmente molto più semplici, forniscono in uscita solo una sinusoide di ampiezza e frequenza regolabili; i primi invece possono anche dare segnali modulati in ampiezza e/o in frequenza. Per entrambi la massima potenza in uscita raramente supera i 100 mW. La fig. 1.31. indica alcuni tipici campi di frequenza coperti da apparecchiature commerciali.

Pur non mancando altre possibilità [2], si può affermare che il punto di partenza per il funzionamento della maggior parte di questi strumenti è la reazione positiva, della quale se ne richiameranno per sommi capi soltanto i punti salienti.

Si consideri lo schema di fig. 1.32. nel quale, oltre ai soliti blocchi amplificatore di base A e rete di reazione β, appare anche un elemento limitatore L che mantiene il proprio guadagno unitario finché il segnale è al di sotto di un certo livello, superato il quale lo riduce a valori minori.

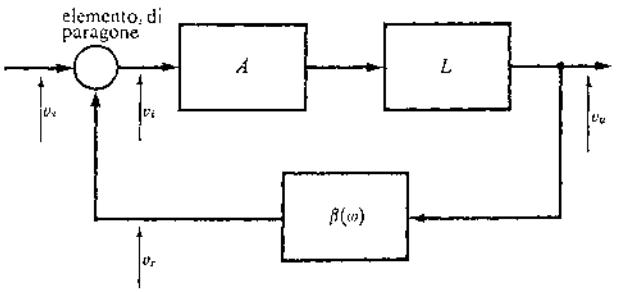


Figura 1.32. Schema a blocchi generale della reazione.

Con un sistema come quello illustrato possono innescarsi e anche mantenersi oscillazioni a patto che la reazione sia positiva, ma però non si possono fare previsioni sulla forma della tensione in uscita se tutti i blocchi contenuti nello schema sono a larga banda. Se si vuole che il segnale in uscita sia sinusoidale, ossia monofrequenziale, è necessario che le caratteristiche di trasferimento dei blocchi della fig. 1.32. siano dipendenti dalla frequenza e che la condizione di reazione positiva e di autoinnesco e mantenimento dell'oscillazione sia verificata per una sola frequenza.

Per semplicità si supponga (e nella pratica ci si avvicina fortemente a questa situazione) che l'unico elemento dipendente dalla frequenza e che quindi determina il valore della frequenza della sinusoide in uscita sia la rete di reazione β.

Essendo, com'è noto, il guadagno a catena chiusa

$$A_r = \frac{v_u}{v_s} = \frac{A}{1 - \beta(\omega) AL}$$

appare chiaro che l'oscillazione si autoinnesca quando c'è uscita anche per $v_s = 0$, da cui $A_r = \infty$, cioè

$$1 - \beta AL = 0 .$$

Se si considerano gli istanti iniziali dell'oscillazione, la v_u avrà ampiezza piccola e quindi $L = 1$, per cui

$$\beta A_s = 1 \qquad (1.1.)$$

dove con A_s si indica il valore di soglia del guadagno, al di sotto del quale non c'è oscillazione. La (1.1.) è una relazione tra numeri complessi (solo β nella ipotesi posta) e si può scindere nella

$$\Im\{\beta(\omega_0)\} = 0 \qquad (1.2.)$$

che consente di individuare la pulsazione ω_0 dell'oscillatore, e nella

$$A_s \cdot \Re\{(\beta)\} = A_s \beta(\omega_0) = 1$$

dalla quale discende la

$$A_s = \frac{1}{\beta(\omega_0)} . \qquad (1.3.)$$

Naturalmente il valore del guadagno che risulta dalla (1.3.) e che tiene conto anche dell'effetto di carico della rete di reazione è puramente indicativo: in realtà, perché il funzionamento sia sicuro, occorre che sia un poco più elevato.

Le condizioni di oscillazione espresse dalle (1.2.) e (1.3.) (*criterio di Barkhausen*) si possono così riassumere: *il guadagno d'anello deve avere modulo unitario e fase nulla alla frequenza di oscillazione.*

Il problema più importante connesso con gli oscillatori è lo studio della rete di reazione β, perché essa contribuisce in maniera sostanziale a determi-

---

[1] I G. di S. per B.F. spesso vengono denominati in modo diverso a seconda dell'uso che se ne fa: *Oscillatori, Generatori di Segnali Audio, Generatori di funzioni* (questi ultimi verranno trattati nel § 2.4.).

[2] Si ricordino gli oscillatori a resistenza negativa.

nare la dipendenza dalla frequenza dell'anello di reazione da cui dipendono sia la stabilità di frequenza che quella di ampiezza, nonché la purezza della forma del segnale.
Questa rete, a seconda della frequenza, può essere costituita con componenti L e C oppure R e C. Nei primi tempi le reti di tipo LC erano le uniche utilizzate, però a causa delle difficoltà che si incontrano a realizzare gli induttori con L e Q elevati in B.F., lasciavano scoperto il campo delle frequenze al di sotto dei 50 kHz, per coprire il quale bisognava ricorrere all'*oscillatore a battimenti* (vedi); ora vengono utilizzate solamente negli oscillatori dei Generatori di Segnali a R.F.
Nelle B.F. hanno assunto un ruolo essenziale gli oscillatori con reti RC che possono coprire un campo compreso tra frazioni di Hz fino a qualche MHz, cioè fino a quelle frequenze alle quali le prestazioni dell'amplificatore iniziano a degradarsi a causa delle misure che occorre prendere per prevenire l'innescarsi di oscillazioni indesiderate.

2.2. Generatori di segnali a R.F.

Appartengono a questo gruppo strumenti molto diversi per concezione, prestazioni e scopi. I principali sono:

- *generatore AM e/o FM;*
- *generatore di Sweep;*
- *generatore sintetizzato* (*o sintetizzatore*),

e verranno presi in esame qui di seguito singolarmente.

Generatore AM e/o FM

Servono a generare, nel loro campo di frequenza, un segnale sinusoidale regolabile in ampiezza e frequenza e quindi in ciò sono assolutamente simili ai corrispondenti per le B.F. L'aspetto che li differenzia, dal punto di vista delle possibilità d'uso, è che la sinusoide può venire modulata in ampiezza (AM) e/o in frequenza (FM) da un segnale di B.F. generato localmente o introdotto dall'esterno: in tal modo si riesce a simulare il segnale di una stazione radio e quindi si possono eseguire misure su ricevitori e prove di trasmissione.
Nella fig. 1.33. è riportato lo schema a blocchi di un comune generatore di questo tipo: comprende l'*oscillatore della portante*, con comando per la regolazione della frequenza, quindi un *amplificatore selettivo* accordato sulla frequenza dell'oscillatore e con guadagno controllabile mediante un segnale elettrico e da ultimo un *attenuatore*. La parte inferiore è quella che riguarda le *modulazioni*. Il segnale modulante di B.F. può provenire da una sorgente esterna, oppure essere generato localmente da un oscillatore

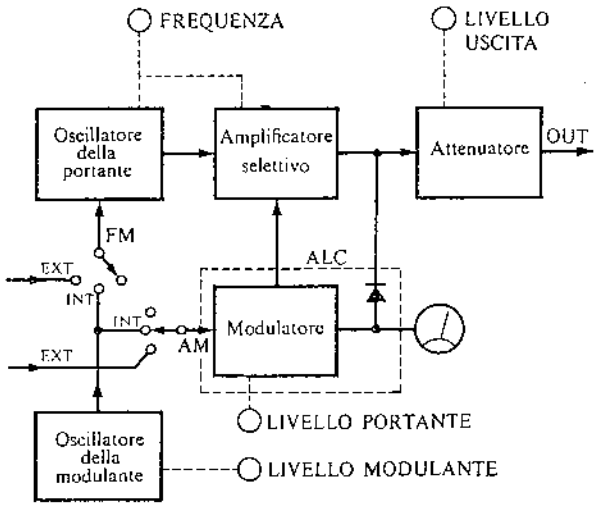


Figura 1.33. Schema a blocchi di Generatore di Segnali per R.F.

(in genere a frequenza fissa, ma regolabile in ampiezza) e viene avviato all'oscillatore della portante per produrre la FM o ad un amplificatore-modulatore per la AM. Quest'ultimo circuito agisce sull'amplificatore selettivo, variandone il guadagno tramite una tensione che, in assenza di AM sarà continua (e regolabile per fissare il livello della portante), mentre nel caso di AM avrà sovrapposto il segnale modulante. In figura è inserito pure un *controllo automatico di livello ALC*.

Oscillatore della portante

Negli oscillatori per radiofrequenze si ricorre normalmente a reti oscillanti costituite da elementi non dissipativi per determinare la frequenza dell'oscillazione. Pur in una certa molteplicità di schemi, lo studio può essere sempre ricondotto a quello della fig. 1.34.*a* nella quale, oltre agli elementi reattivi L e C, compare anche un elemento dissipativo G per tener conto delle perdite dovute ad un carico ed ai fenomeni parassiti che esistono sempre quando, all'atto pratico, si debbano utilizzare componenti reattivi. Nella figura è pure riportato un generatore di corrente che rifornisce continuamente il circuito di quella energia che l'elemento G dissipa, al fine di non esaurire il fenomeno oscillatorio. Qualora il generatore di corrente non sia ideale, la sua conduttanza interna va intesa conglobata in G.
Prima di procedere oltre nello studio dell'oscillatore, si vogliono qui richiamare alcuni principi riguardanti il *circuito LC risonante parallelo* (fig. 1.34.*a*). La sua impedenza vale,

$$\bar{Z} = \frac{1}{G + j(\omega C - 1/\omega L)} =$$

$$= \frac{1}{G} \cdot \frac{1}{1 + (j/\omega L G)(\omega^2 LC - 1)}. \qquad (1.4.)$$

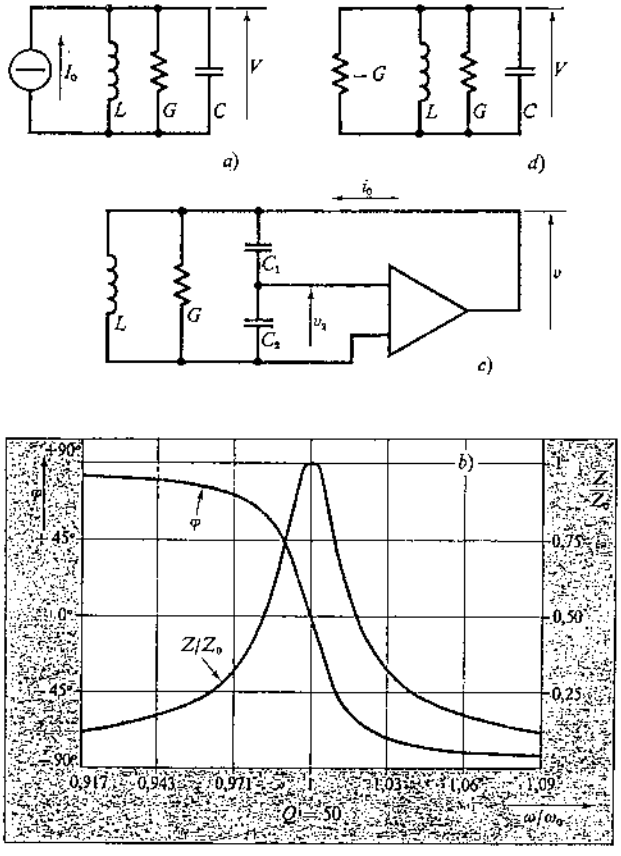


Figura 1.34. Oscillatore: *a*) circuito risonante; *b*) curve normalizzate di risonanza per $Q = 50$; *c*) schema di principio; *d*) a conduttanza negativa.

Sostituendovi

$$\frac{1}{G} = Z_0; \quad \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0; \quad \frac{1}{\omega_0 LG} = Q_0 \tag{1.5.}$$

e dividendo ambo i membri per Z_0 si ha:

$$\frac{\bar{Z}}{Z_0} = \frac{1}{1 + jQ_0(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} = \frac{Z}{Z_0}\underline{|\varphi}$$

dove

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}}; \qquad \varphi = -\operatorname{arctang} Q_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{1.6.}$$

dalle quali è facile vedere che, quando $\omega = \omega_0$ (*pulsazione di risonanza*), Z presenta un massimo pari a Z_0 (reale) e φ si annulla.
Le (1.6.) possono essere riportate in diagrammi, nei quali appaiono in evidenza le proprietà selettive della rete (fig. 1.34.*b*).
L'inclinazione della curva della fase si può ricavare derivando la seconda delle (1.6.):

$$\frac{d\varphi}{d(\omega/\omega_0)} = -\frac{Q_0[1 + (\omega_0/\omega)^2]}{1 + Q_0^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}$$

che, per $\omega/\omega_0 = 1$, diviene

$$\left[\frac{d\varphi}{d(\omega/\omega_0)}\right]_{\omega_0} = -2Q_0. \tag{1.7.}$$

Si cercano ora le pulsazioni di taglio ω_1 e ω_2 imponendo rispettivamente che φ sia $+\pi/4$ o $-\pi/4$: dalla seconda delle (1.6.) risulta,

$$\omega_1 = -\frac{\omega_0}{2Q_0} + \omega_0\sqrt{\left(\frac{1}{2Q_0}\right)^2 + 1}$$

$$\omega_2 = +\frac{\omega_0}{2Q_0} + \omega_0\sqrt{\left(\frac{1}{2Q_0}\right)^2 + 1}$$

dalle quali appare chiaro che

$$\sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} = \omega_0; \quad \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q_0}$$

e quindi

$$\frac{\sqrt{\omega_1\omega_2}}{\omega_2 - \omega_1} = Q_0.$$

Concludendo, si vede che il coefficiente Q_0, essendo il rapporto tra la potenza reattiva e quella attiva in gioco nel circuito risonante, ne rappresenta il *fattore di bontà* per $\omega/\omega_0 = 1$, ed inoltre

$$Q_0 = \frac{\sqrt{\omega_1\omega_2}}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{1}{\omega_0 LG} = -\frac{d\varphi}{2d(\omega/\omega_0)}. \tag{1.8.}$$

Questa relazione è molto importante soprattutto quando si studino *oscillatori a reti RC*.
Per giungere all'oscillatore completo, alla rete della fig. 1.34.*a* va associato un amplificatore a transconduttanza che, ricevendo in ingresso V o una parte di V, generi in uscita la I_0 necessaria a mantenere l'oscillazione (fig. 1.34.*c*). Naturalmente valgono le considerazioni fatte al § 2.1., ovvero, perché le oscillazioni si inneschino e si sostengano, occorre che, indicati con $A_s\underline{|\alpha}$ la transconduttanza dell'amplificatore e con K il rapporto di partizione $C_1/(C_1 + C_2)$, risulti,

$$\bar{Z}\bar{A}_s K = 1 \tag{1.9.}$$

da cui

$$ZA_s K = 1; \quad \varphi + \alpha = 0. \tag{1.10.}$$

Quindi, una volta fissato α, l'angolo φ si va ad assestare automaticamente su di un valore uguale ed opposto.
Appare chiaro quindi che la stabilità di frequenza dipende dalla stabilità di α e dalla inclinazione della curva di φ (e quindi da Q).
Poiché $d\varphi/d(\omega/\omega_0)$ è massima per $\omega/\omega_0 = 1$ dove $\varphi = 0$, si avrà la massima stabilità con un $\alpha = 0$.

La (1.10.) individua un valore $A = A_s$ che consente l'oscillazione, però è sufficiente che il guadagno diminuisca anche di poco rispetto a quel valore, che l'oscillazione si estingue. Per non correre tale rischio si dovrà imporre un A un poco maggiore di A_s. In questo caso però l'oscillazione cresce in ampiezza ed è necessario limitarla.

Occorre predisporre le cose (1.10.) in modo che $|ZA|$ sia inizialmente maggiore di $|ZA_s|$, ma poi diminuisca fino a portarsi a quel valore. Normalmente ciò è ottenuto facendo in modo che A sia funzione dell'ampiezza del segnale.

L'energia dissipata in G non viene fornita con continuità dall'amplificatore al circuito risonante, ma in un intervallo di tempo che rappresenta una piccola frazione del periodo, e quindi la corrente i_0 in uscita all'amplificatore in condizioni di regime è costituita da impulsi di breve durata e frequenza uguale a quella dell'oscillazione. Ciò significa ovviamente un valore di A non costante con valor medio dipendente dall'area di tali impulsi e quindi dalla richiesta di energia. È questo un tipico *funzionamento in classe C*, caratteristico degli oscillatori *LC*.

Naturalmente la tensione V non potrà essere una sinusoide pura, tuttavia la distorsione non è neppure così elevata quanto farebbe pensare l'osservazione della i_0 costituita da stretti impulsi. In realtà il circuito risonante, in misura tanto maggiore quanto più elevato è il suo Q_0, provvede a ridurre le armoniche generate anche se non a eliminarle completamente.

Si noti che ogni intervento sul valore di A, al fine di stabilizzare l'ampiezza dell'oscillazione, modifica la forma degli impulsi di corrente e quindi l'argomento α. Naturalmente il circuito risonante reagisce con una variazione di φ in modo che sia verificata la 2ª delle (1.10.): ciò si riflette in uno spostamento della ω_0 e quindi in una diminuita stabilità di frequenza.

È allora di primaria importanza non abbassare il Q del circuito perché ciò diminuisce pure la $\mathrm{d}\varphi/\mathrm{d}(\omega/\omega_0)$ e quindi la stabilità di frequenza: se si vuole ottenere ciò l'oscillatore non deve essere costretto ad erogare potenza, ma a lavorare sempre chiuso su di un carico molto elevato ed il più possibile costante sia nella parte reale che in quella reattiva.

Si interpone quindi tra l'oscillatore ed il suo carico un *amplificatore-separatore*.

Lo schema di fig. 1.34.*c* non è che uno dei tanti realizzati ed utilizzati. Non è questa la sede per esaminarli e studiarli individualmente anche perché, al di fuori di differenze circuitali, il principio di funzionamento è uguale per tutti: un amplificatore che fornisce in modo discontinuo l'energia necessaria al circuito risonante *LC* e al carico eventuale.

Se si considera la fig. 1.34.*a*, appare chiaro che allo stesso risultato (rifornimento di energia dissipata) si può pervenire con lo schema di fig. 1.34.*d*, nel quale al generatore di i_0 si è sostituita una conduttanza negativa in valore assoluto uguale alla G del circuito risonante e che ne annulla gli effetti dissipativi. Poiché in definitiva l'amplificatore aveva la stessa funzione, si può dire che esso si comportava come una conduttanza (o resistenza) negativa.

Questo modo di vedere le cose è particolarmente significativo e porta agli *oscillatori a resistenza negativa*, quando si ricorra a dispositivi che, in un tratto della loro caratteristica, presentano resistenza dinamica negativa, come i tetrodi (dinatron), i pentodi (transitron) e, per le frequenze più elevate, i magnetron, i diodi Gunn, Tunnel e Impatt.

Il campo di frequenza che si può coprire con un oscillatore è teoricamente illimitato. Tuttavia, quando si passa alla pratica, subito emergono difficoltà. Si è visto che la stabilità di frequenza dell'oscillatore dipende non solo dalla costanza del prodotto *LC*, ma anche dal valore di Q e che questo influisce sulla purezza del segnale d'uscita.

Ma alle B.F. occorrono sia condensatori che induttori di valore elevato e sorgono seri problemi a realizzare questi ultimi con valori sufficientemente elevati di Q.

Un altro problema, sempre alle basse frequenze, è quello di riuscire a variare con continuità questi grossi componenti reattivi, per ottenere una regolazione della frequenza.

Per i motivi accennati, alle basse frequenze (al di sotto dei 50 kHz) si utilizzano oscillatori *RC*.

La possibilità di variazione di frequenza per gli oscillatori *LC* si articola nel seguente modo: se il campo di frequenza che si vuole coprire è ampio, lo si suddivide in gamme, ottenibili tramite commutazione di induttori diversi e apportando delle variazioni continue di frequenza, per coprire gli intervalli tra uno scatto e l'altro, agendo su di un condensatore variabile (per la (1.5.) una variazione di 10 volte nella capacità provoca una variazione della frequenza soltanto di $1/\sqrt{10} \simeq 1/3$ ed è noto che un condensatore variabile ha una possibilità di variazione massima ben poco superiore al $\times 10$).

Accanto a questa possibilità di variazione della frequenza dell'oscillazione che avviene manualmente, ve ne è un'altra, nella quale lo stesso risultato è ottenuto facendo pervenire un segnale elettrico di comando su un componente come il *diodo varicap* (vedi). Questi oscillatori vengono di solito indicati con la sigla VCO (*Voltage Controlled Oscillator*), e presentano una minore stabilità di frequenza residua causata da disturbi all'ingresso della tensione di comando. Un esempio tipico è riportato nella fig. 1.35.*a*.

Quando il problema principale è la stabilità della frequenza di oscillazione, si ricorre ad *oscillatori a cristallo*. In essi viene inserito un cristallo di *quarzo* (vedi), le cui proprietà si rivelano assai preziose in questa circostanza: funzionando come elemento reat-

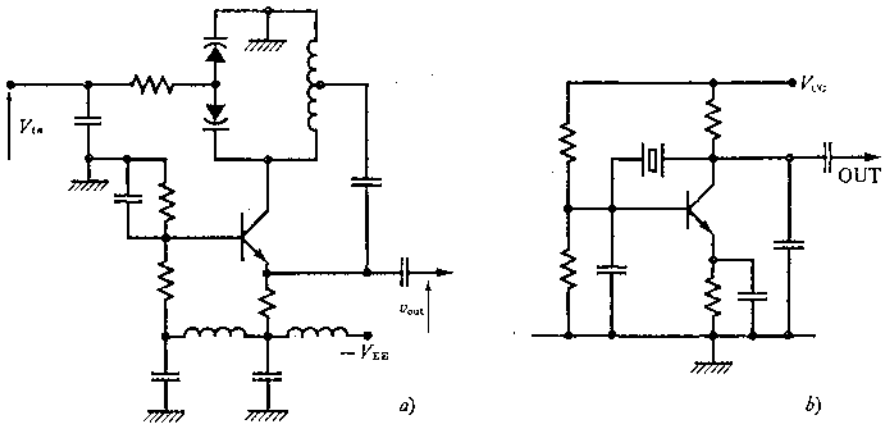


Figura 1.35. *a*) Esempio tipico di VCO: per V_{in} variabile tra -2 V e -39 V si ha una v_{out} di 2 $V_{p\text{-}p}$, la cui frequenza varia tra 25 e 35 MHz. *b*) Oscillatore a cristallo.

tivo (induttanza) in prossimità di ω_{02} o come circuito risonante serie in prossimità di ω_{01} a seconda degli schemi circuitali scelti. Come esempio è riportato in fig. 1.35.*b* un oscillatore (Colpitts) nel quale il quarzo, oscillando ad una frequenza un poco inferiore alla ω_{02}, si comporta da induttanza. La grande pendenza della curva del quarzo in questa zona garantisce un accomodamento del valore di L senza sostanziali variazioni di frequenza.
Con particolari accorgimenti (1) si possono ottenere stabilità molto spinte però a frequenza fissa; solo con qualche schema è possibile realizzare piccole variazioni di frequenza.

Amplificatore

Quello rappresentato nello schema della fig. 1.33. è un amplificatore selettivo passa banda accordato sulla stessa frequenza dell'oscillatore. Poiché questa frequenza può essere fatta variare, anche l'accordo dell'amplificatore varierà inseguendola.
Le funzioni di questo amplificatore sono molteplici:
– elimina, a causa della banda passante stretta, le armoniche ed il rumore provenienti dall'oscillatore;
– disaccoppia l'oscillatore dal carico; infatti variazioni nella reattanza di quest'ultimo si rifletterebbero in una instabilità di frequenza;
– è inoltre il punto in cui si può provocare la modulazione d'ampiezza, variandone il guadagno in modo proporzionale alla modulante.
Altre volte l'amplificatore non è selettivo, ma a larga banda, e ciò elimina le difficoltà connesse con l'accordo simultaneo sulla stessa frequenza dell'oscillatore e dell'amplificatore: questa soluzione viene preferita quando l'oscillatore è del tipo ad accordo comandato elettricamente (VCO), per le difficoltà connesse alla realizzazione di un amplificatore il cui accordo vari pure elettricamente.
Naturalmente un amplificatore di questo tipo agisce in modo soddisfacente come separatore, ma non può certamente eliminare armoniche e rumore (anzi, di quest'ultimo ne introduce di proprio).

Regolazione dell'ampiezza

Si è già detto più sopra che è possibile comandare elettricamente il guadagno dell'amplificatore: è questo il mezzo più usato per regolare l'ampiezza della portante in uscita. I motivi per cui si vuole intervenire sull'ampiezza sono di diversa natura:
– l'ampiezza può variare per cause indesiderate (varia il guadagno dell'amplificatore, il rendimento dell'oscillatore, l'accordo tra oscillatore e amplificatore), mentre, specie quando si varia la frequenza, è desiderabile che l'ampiezza resti costante;
– si vuole che l'ampiezza vari nel tempo con una certa legge, ovvero si vuole avere in uscita un segnale modulato in ampiezza (AM);
– si desidera variare l'ampiezza in modo graduale per portarla ad un livello voluto, inferiore al massimo disponibile in uscita.
Tutte queste azioni vengono portate a termine tramite un sistema di controllo automatico di livello (ALC): si realizza un anello di reazione negativa (fig. 1.33.) comprendente l'amplificatore selettivo e il modulatore. Il segnale in uscita viene convertito in una continua proporzionale alla sua ampiezza, inviata contemporaneamente allo strumento indicatore ed al modulatore, dove viene paragonata ad una tensione di riferimento. Se il guadagno senza reazione dell'amplificatore è sufficientemente elevato, in condizioni di regime la differenza tra queste due continue è costantemente nulla.
Con un meccanismo di questo tipo si capisce come si possano risolvere i tre problemi di regolazione dell'ampiezza cui si accennava più sopra: tenendo rigorosamente costante la tensione di riferimento, sarà pure costante l'ampiezza della portante in uscita anche al variare della frequenza; invece variandola manualmente con un comando esterno, si riesce a regolare l'ampiezza al valore voluto. Se questa

(1) Vedi § 6.3 del Cap. IV (Variazioni di temperatura).

variazione viene prodotta per azione di un segnale elettrico, si genera allora una modulazione d'ampiezza e quindi il segnale in uscita sarà del tipo AM. Oltre alla possibilità di variare manualmente il livello del segnale d'uscita in modo graduale per un massimo di poco più di 10 dB (1), è normalmente prevista anche la possibilità di variarla a scatti tramite l'attenuatore d'uscita. Quest'ultimo è, fino a frequenze attorno ai 10 GHz, normalmente del tipo a stadi di reti resistive (a T o analoghe) posti in cascata, ognuno in grado di provvedere un'attenuazione di 10 dB e con un commutatore che ne può inserire od escludere nella misura desiderata. Di solito ve ne sono non meno di 10 stadi perché, specie per inviare segnali all'ingresso di radioricevitori, il livello deve poter essere anche molto piccolo (frazioni di μV) e calibrato. In ogni caso per leggere il livello del segnale d'uscita (in dB) basta sommare l'indicazione riportata sul comando dell'attenuatore con quella (sempre in dB) dello strumento indicatore.
A frequenze superiori a quella indicata si usano normalmente attenuatori a pistone o a guide d'onda.

Generatore vobulato (*Sweep Generator*)

È uno strumento che permette la visualizzazione sull'oscilloscopio o su di un registratore delle caratteristiche di risposta in frequenza di un circuito in prova (filtro, amplificatore, ecc.) secondo un procedimento che va sotto la denominazione di *metodo panoramico* (vedi) e che è illustrato in fig. 1.36.

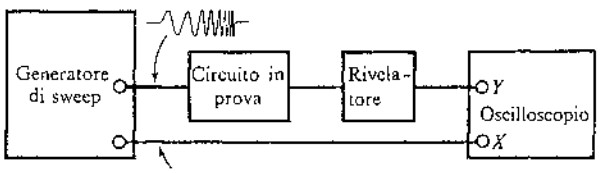


Figura 1.36. Disposizione della strumentazione per il rilievo automatico della risposta di un circuito.

(1) Le variazioni di livello del segnale (guadagno o attenuazione) vengono normalmente indicate in dB (positive o negative rispettivamente), ossia in $10 \log_{10} P_2/P_1$ del nuovo livello di potenza P_2 rispetto a quello precedente P_1 preso a riferimento. Qualora si voglia invece specificare non una variazione, ma un livello assoluto, occorre sapere rispetto a quale riferimento va inteso. Ci si può allora riferire ad una potenza di 1 mW ed allora il livello misurato viene indicato in dBm o rispetto a 1 W e allora viene indicato in dBW.
Si dirà allora di variare il livello di 15 dB, ma anche di regolare il segnale in modo da avere un livello in uscita pari a 22 dBm, cioè un segnale $Pu = 160$ mW. Naturalmente tutte queste considerazioni presuppongono che il generatore di segnali sia adattato, ovvero chiuso su di un carico uguale alla sua impedenza d'uscita (valore più comune 50 Ω). Nell'esempio precedente, volendo conoscere il livello di tensione del segnale in uscita basta:

$$V_{eff} = \sqrt{160 \cdot 10^{-3} \times 50} = 2{,}83 \text{ V}$$

Il campo di frequenza dei generatori di sweep è molto esteso e va dall'Hz fino a qualche decina di GHz, naturalmente utilizzando tutta una serie di strumenti o più cassetti (*plug-in*) in uno stesso *mainframe*.
Il generatore di sweep dà in uscita un segnale la cui frequenza può essere fatta variare in un certo campo attorno ad un valore prescelto mediante un controllo elettronico della frequenza dell'oscillatore, o più raramente con un motore il cui albero è solidale con quello di un condensatore variabile.
Lo schema a blocchi di principio è riportato nella fig. 1.37. L'*oscillatore* (di tipo VCO) genera una sinu-

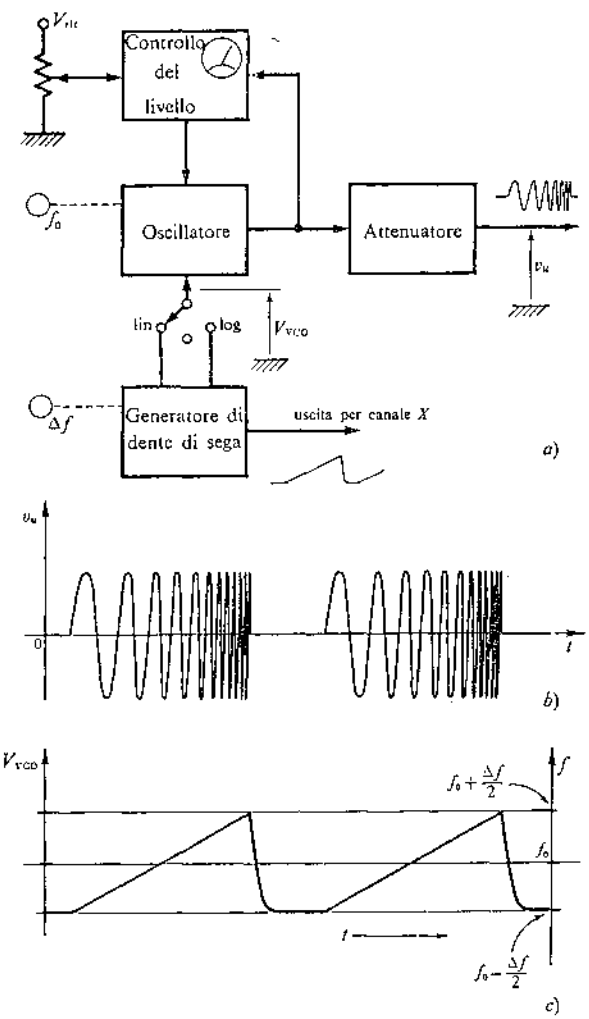


Figura 1.37. Generatore di Sweep: *a*) schema a blocchi di principio; *b*) forma d'onda in uscita; *c*) dente di sega.

soide di frequenza f_0 e di ampiezza scelte dall'operatore se il segnale del *generatore di dente di sega* è assente: se invece è presente, esso agisce sull'oscillatore in modo che la sua ampiezza (regolabile) determina l'escursione Δf della frequenza attorno a f_0, con una legge che può essere linea-

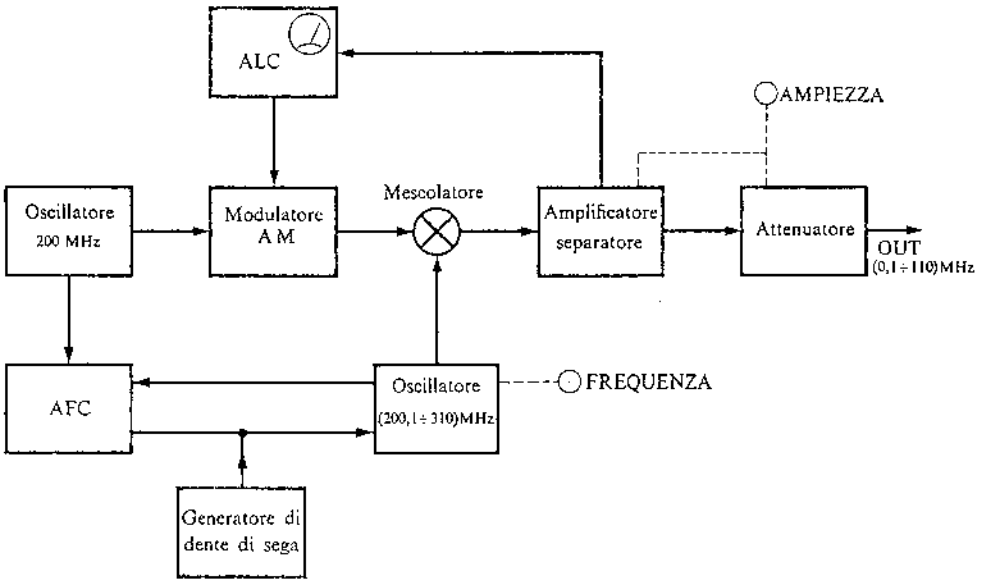


Figura 1.38. Generatore di Sweep tipo eterodina.

re o logaritmica (1) a seconda delle necessità (nella fig. 1.37.*a*) e *b*) è illustrato il primo caso). Al termine di ogni rampa un *circuito di blanking* invia un impulso di spegnimento che annulla l'uscita del generatore in modo da evitare immagini indesiderate quando la traccia ritorna all'inizio dello schermo (fig. 1.36.). Lo schema considerato non presenta però una grande stabilità di frequenza e inoltre, per quanto riguarda la sua escursione di frequenza Δf_{max}, essa non è mai superiore ad una ottava e di conseguenza non è possibile, con un oscillatore di tipo classico, coprire le zone più basse del campo di frequenza.

Per superare questi inconvenienti si ricorre ad una struttura di *tipo eterodina* come quella di fig. 1.38.: in essa sono anche riportati alcuni valori numerici di frequenza.

Vi figurano due oscillatori: uno di essi è a *frequenza fissa* (200 MHz) e l'altro, del tipo *a sintonia variabile manualmente e VCO* (200,1÷310) MHz, viene comandato dal *generatore a dente di sega* per ottenere la Δf voluta. I due segnali generati pervengono ad un *mescolatore*, alla cui uscita viene selezionata la componente a frequenza differenza, cioè:

$$\left[(200{,}1\div 310)10^6 \pm \frac{\Delta f}{2}\right] - 200\cdot 10^6 =$$

$$= (0{,}1\div 110)10^6 \pm \frac{\Delta f}{2}\ \text{Hz}$$

dove (0,1÷110) MHz nell'esempio numerico considerato rappresenta il campo di frequenza dello strumento.

(1) Naturalmente il segnale all'uscita per il canale *X* è sempre a rampa lineare per garantire una esplorazione a velocità costante.

Il *controllo automatico di livello ALC* (fig. 1.39.*a*) è costituito da un rivelatore AM e da un amplifica-

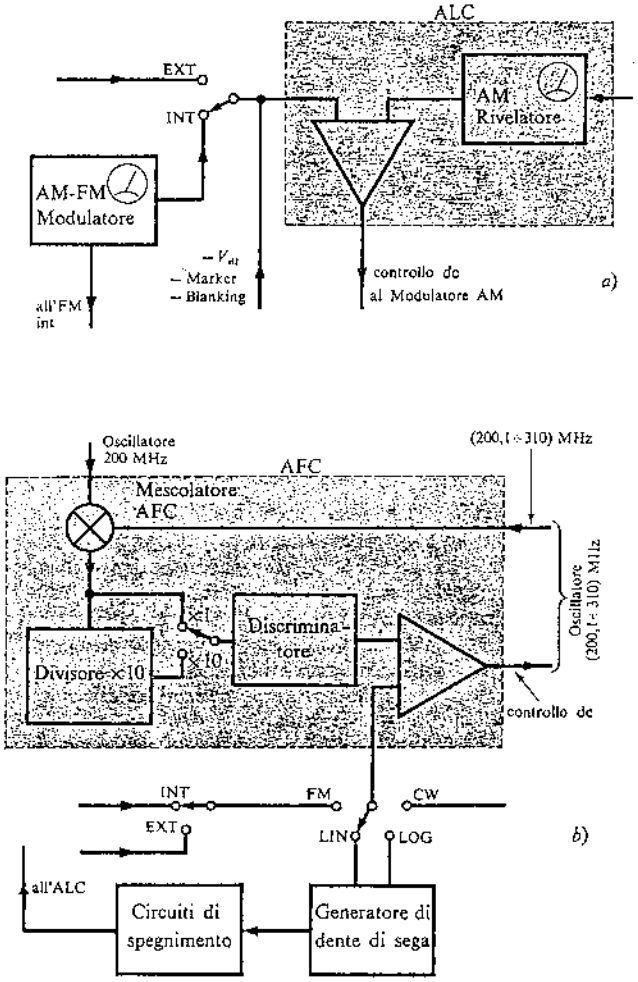


Figura 1.39. Particolari del Generatore di Sweep: *a*) controllo automatico di livello; *b*) controllo automatico di frequenza.

tore differenziale in continua: interviene con una tensione di correzione ogni qualvolta il livello d'uscita si discosti da un valore prefissato V_{rif}.
Il *controllo automatico di frequenza AFC* serve per ridurre l'instabilità di frequenza: è costituito (fig. 1.39.*b*) da un mescolatore analogo a quello principale, da un discriminatore (rivelatore FM) e da un amplificatore differenziale in continua. Poiché il campo di frequenza da 0,1 a 110 MHz è troppo esteso per le possibilità del discriminatore, quando si superano gli 11 MHz interviene un divisore di frequenza $\times 10$. Il segnale in uscita al discriminatore (1) viene confrontato con quello all'altro ingresso dell'amplificatore differenziale e si produce quindi una tensione d'errore che va a controllare l'oscillatore VCO.
Nei generatori di sweep è talvolta prevista la possibilità di intervenire per produrre la *modulazione d'ampiezza AM* e/o quella di *frequenza FM* del segnale d'uscita, con un segnale modulante generato localmente e/o esterno.
Negli strumenti migliori è inoltre prevista tutta una serie di *possibilità particolari*:

Marker

Nei metodi panoramici, sullo schermo di un CRT appare la risposta in frequenza di un circuito, ovvero un diagramma con in ordinate il guadagno (o l'attenuazione) ed in ascisse la frequenza.
Il generatore di sweep spesso contiene alcuni oscillatori quarzati mediante i quali è possibile fare apparire delle tacche di riferimento della frequenza (*markers*) sovrapposte alla curva di risposta in esame, in corrispondenza di valori di oscillazione prefissati. Altre volte si può generare un marker variabile tramite un oscillatore esterno: in tal caso la frequenza contrassegnata si individua sulla scala graduata di quest'ultimo.
I marker sono di grande aiuto in ogni circostanza, e addirittura indispensabili nel caso di vobulazione logaritmica.

Sincronizzazione

Poiché la stabilità di frequenza dei generatori di sweep non è molto buona, nei casi in cui sia necessario migliorarla si ricorre ad uno strumento, il *sincronizzatore*, utilizzabile purché il generatore di sweep abbia l'ingresso FM in continua e sia disponibile un'uscita a R.F. non modulata. Nel sincronizzatore questo segnale viene convertito ad una frequenza intermedia molto prossima alla fondamentale o ad una armonica di un oscillatore molto stabile in esso contenuto. La tensione continua all'uscita di un rivelatore di fase, a cui pervengono queste due oscillazioni, viene inviata all'ingresso FM, realizzando così un anello ad aggancio di fase (*phase-locked loop*). Per una proficua utilizzazione del sincronizzatore è importante conoscere con molta precisione il valore della frequenza generata (non modulata) e quindi bisogna disporre di un contatore numerico.

Controllo di un livello esterno

Talvolta, realizzato il collegamento del Generatore di Sweep al circuito di misura (fig. 1.36.), è necessario che il livello regolato del segnale non sia quello all'uscita del generatore, ma in un altro punto del circuito.
Per ottenere ciò si realizza un ALC esterno facendo giungere, tramite opportuni circuiti di prelievo (reti a T o accoppiatori direzionali per non provocare riflessioni), il segnale in quel punto ad un rivelatore d'ampiezza la cui uscita dc è poi avviata ad un apposito ingresso facente capo al blocco Controllo di Livello.
Tale metodo si rivela utile quando, per es., tra il Generatore di Sweep ed il circuito in prova vi sia un cavo piuttosto lungo.

Sintetizzatore

È un generatore di segnali a R.F. che, per le sue notevolissime prestazioni di stabilità di frequenza e di risoluzione, può essere considerato un campione di frequenza variabile.
Vi sono oggigiorno diversi campi della tecnica nei quali è indispensabile poter disporre di uno strumento con prestazioni così spinte: nella radioastronomia, nel campo delle comunicazioni terrestri e via satellite, nel collaudo di dispositivi a banda molto stretta, ecc.
Il motivo per cui il sintetizzatore può consentire una stabilità di frequenza così elevata è che esso, a partire da una sorgente monofrequenziale molto stabile, la trasforma in un'altra qualunque, compresa entro il suo campo di funzionamento, tramite una successione di operazioni matematiche senza che ciò causi un deterioramento della stabilità.
La sorgente di riferimento, che può essere interna o esterna, è costituita da quarzo a temperatura ambiente o termostatato o addirittura da campioni atomici di frequenza come celle al Rubidio o al Cesio.
Questi strumenti non si rifanno ad un unico principio di funzionamento, tuttavia sembra possibile ricondurre le tendenze costruttive a due fondamentali:

- la *sintesi diretta*,
- la *sintesi indiretta*.

a) *Sintesi diretta*

Con questo metodo, si interviene sulla frequenza di riferimento con elaborazioni aritmetiche (somme, sottrazioni, moltiplicazioni e divisioni) per ottenere

(1) Si tratta ovviamente di un segnale variabile durante il funzionamento con sweep, costante quando il funzionamento è a frequenza fissa (CW).

in uscita la frequenza voluta. Il valore di questa viene imposto o manualmente o per intervento da lontano (*remote programming*) tramite un segnale di tipo numerico (*BCD*), agendo su una serie di commutatori ad alta velocità.
Supponendo che il campione di frequenza fornisca 1 MHz, a partire da questo valore, utilizzando moltiplicatori e divisori, si può ottenere tutta una serie di frequenze (0,1, 0,2, 0,3, ..., 0,9, ..., 2, 3, 4, ..., 10 MHz) ed ancora 0,01, 0,02, ..., 20, 30, 40 MHz. Quindi, disponendo di opportuni commutatori, si inviano certe frequenze a mescolatori alle cui uscite vengono selezionate le somme o le differenze delle frequenze inviate. Per chiarire numericamente le cose, si supponga di voler ottenere una frequenza di 32,76 MHz: sarà sufficiente scegliere le frequenze 30, 2, 0,7, 0,06 MHz, inviarle ad opportuni mescolatori e all'uscita sarà possibile selezionare la frequenza voluta 32,76 MHz. In linea di principio si capisce anche come possa essere semplice aumentare il numero di frequenze decimali (*risoluzione*), tuttavia questa tendenza non può andare oltre un certo limite al quale queste cifre incomincerebbero a non avere più significato perché inficiate dalla sia pur piccola instabilità della sorgente e da disturbi tipo rumore, ecc.
Inoltre le difficoltà sorgono quando si passi alla realizzazione del procedimento di sintesi: tutte le frequenze generate per moltiplicazione, divisione o per somma, non sono mai sole, ma appartengono a spettri il più delle volte assai congestionati. I filtri che si possono realizzare con complicazioni costruttive ragionevoli non riescono a selezionare una sola frequenza se vicino a questa ve ne sono altre e quindi all'uscita le frequenze indesiderate non saranno completamente eliminate. Di conseguenza il problema più importante in fase di progetto è allora quello di scegliere:

- *i valori delle frequenze,*
- *le operazioni da compiere su di esse,*
- *la massima risoluzione,*

al fine di ottenere condizioni di filtrabilità soddisfacenti e quindi in uscita un segnale alla frequenza desiderata e con forma il più possibile pura.
Non è certamente questa la sede per approfondire

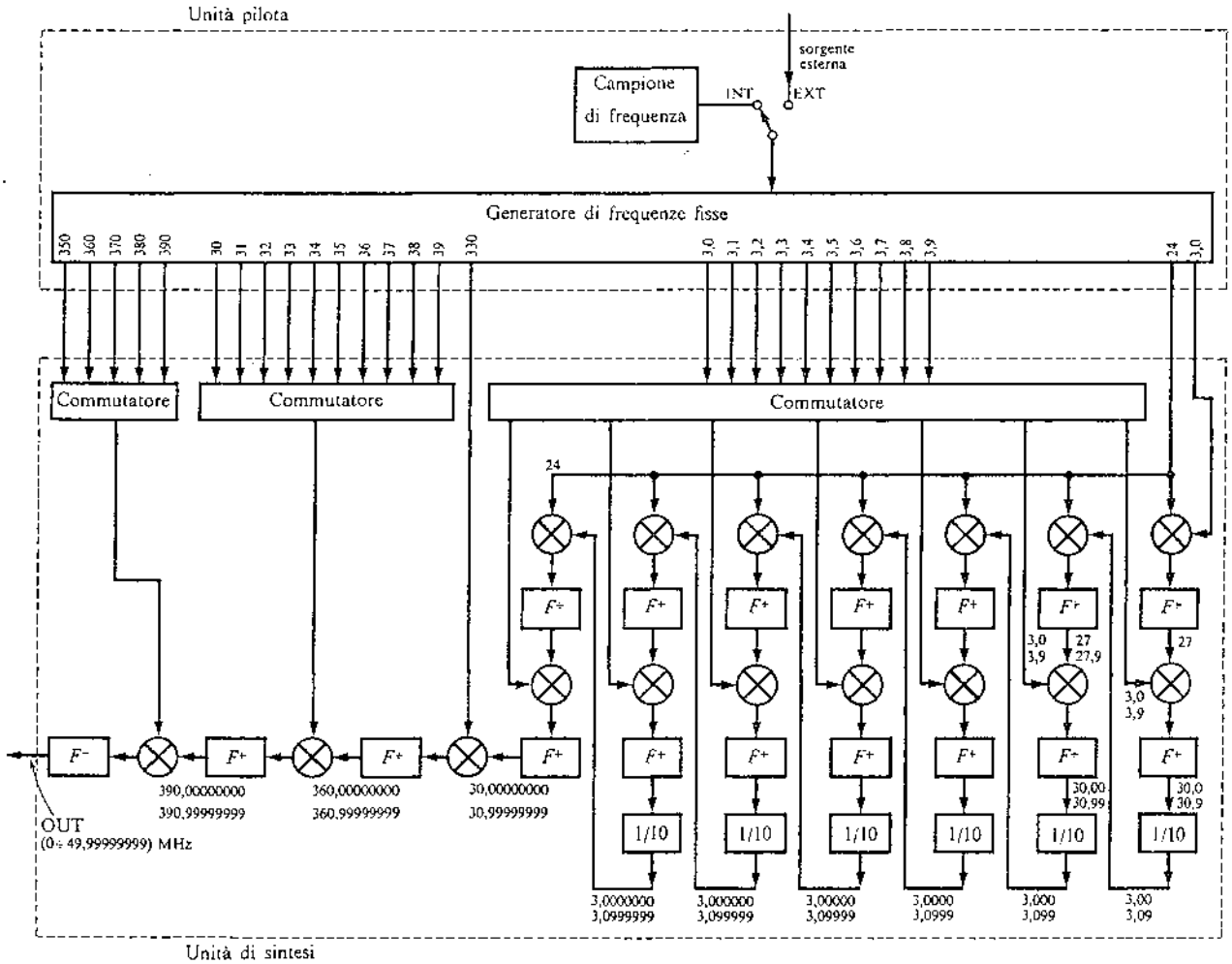


Figura 1.40. Schema generale di un tipico sintetizzatore (a sintesi diretta). I valori di frequenza riportati vanno intesi in MHz.

questo studio. Per i nostri scopi è sufficiente esaminare la struttura di un tipico sintetizzatore realizzato con questi principi, che consente di avere in uscita le frequenze comprese tra la continua e 50 MHz con una risoluzione di 0,01 Hz (1).

Lo strumento è suddiviso in due parti indipendenti: una *unità pilota* che contiene il campione di frequenza e il generatore di frequenze fisse nel quale queste ultime sono ottenute da quella campione mediante moltiplicatori, divisori, mescolatori e filtri; una *unità di sintesi* contenente un sistema di commutazione rapida, di mescolatori, divisori e filtri.

Il sistema di commutazione è costituito da tanti commutatori quante sono le cifre significative con cui si può determinare la frequenza d'uscita (nel caso in esame 9) ed ogni commutatore ha dieci posizioni (per tutti i numeri da 0 a 9) tranne l'ultimo che ne ha soltanto cinque. Viene comandato manualmente tramite una tastiera tipo calcolatrice dove per ogni cifra è prevista una colonna con 10 tasti (da 0 a 9) oppure con comando lontano tramite segnali binari (*BCD*) qualora lo strumento faccia parte di un sistema di misure computerizzato. In quest'ultimo caso una frequenza in uscita può essere ottenuta in un tempo non superiore al ms.

Dall'esame della fig. 1.40. si noti che il punto di partenza è all'estrema destra, dove nel primo mescolatore entrano due frequenze, una di 24 MHz e l'altra di 3 MHz. Il filtro indicato con $F+$ seleziona dallo spettro in uscita la componente somma, cioè la frequenza 27 MHz, che viene poi introdotta in un altro mescolatore assieme alla frequenza (compresa tra 3,0 e 3,9 MHz) scelta agendo sul commutatore della cifra meno significativa. Un altro filtro $F+$ seleziona la frequenza somma, che, a seconda della scelta fatta precedentemente, sarà compresa tra 30,0 e 30,9. A questo punto un divisore per 10 riduce la frequenza a (3,00÷3,09) MHz.

Questo procedimento viene ripetuto con modalità del tutto analoghe in altri 5 *moduli di elaborazione* uguali al primo ed infine in un 6° modulo nel quale manca alla fine il divisore per 10, col risultato di avere una qualsivoglia frequenza compresa tra 30,00000000 e 30,99999999 MHz. A questo punto la frequenza scelta entra in un mescolatore assieme alla frequenza di 330 MHz, se ne seleziona la somma che nuovamente entra in un mescolatore assieme ad una delle 10 frequenze comprese tra 30 e 39 MHz e nuovamente viene selezionata la somma delle frequenze. Come ultima elaborazione questa frequenza entra in un altro mescolatore assieme ad una frequenza scelta tra le 5 comprese tra 350 e 390 MHz (a intervalli di 10 MHz) ed un filtro indicato con F^- ne seleziona la differenza che risulterà una frequenza a piacere compresa tra 0 e 49,99999999 MHz con uno scarto minimo tra due frequenze adiacenti (*risoluzione*) di 0,01 Hz! *In tutto sono 5 miliardi di frequenze diverse!*

Ciò è certamente un pregio notevole di questo strumento, tuttavia diventa un grosso inconveniente operativo quando esso venga utilizzato per individuare la frequenza di un altro oscillatore o quella di un filtro a banda stretta, in quanto si è costretti ad un numero elevatissimo di tentativi.

Per questo motivo nei sintetizzatori realizzati con questa tecnica è inserito, con modalità diverse, un *oscillatore di ricerca* (*search oscillator*) (fig. 1.41.) la cui frequenza può essere fatta variare manualmente o elettronicamente (VCO):

a) L'oscillatore di ricerca viene sostituito ad una qualsiasi delle decadi che formano la frequenza in uscita (in fig. 1.41.*a* la 5ª cifra) permettendo di variarne il valore con continuità. In tal modo le cifre corrispondenti a decadi precedenti a quella di inserzione dell'oscillatore di ricerca hanno la precisione usuale, mentre per tutte le altre la precisione sarà quella di lettura sul quadrante dell'oscillatore di ricerca (che non è mai migliore del 3%).

Lo strumento esaminato adotta questo metodo inserendo la frequenza dell'oscillatore di ricerca nel modulo di elaborazione corrispondente alla decade prescelta in sostituzione di quella (3,0÷3,9) MHz.

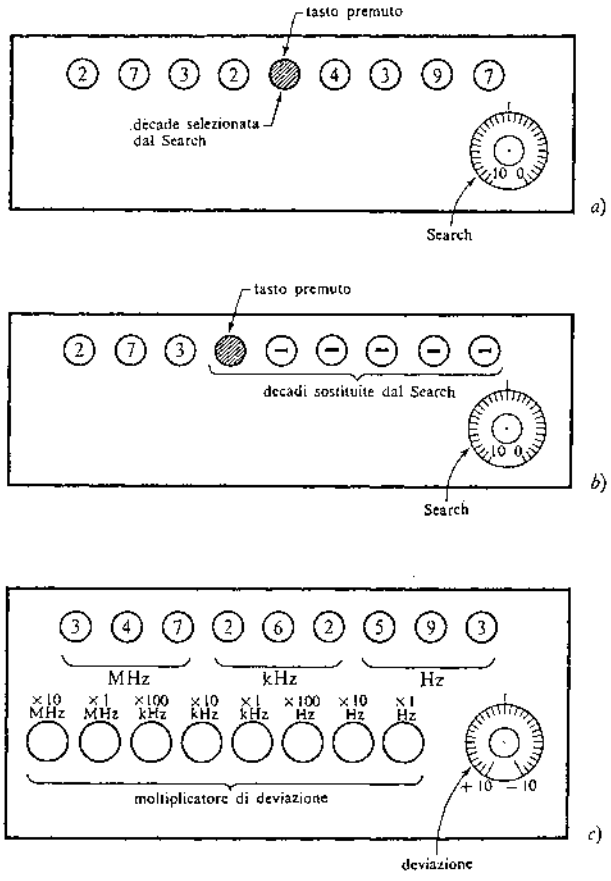


Figura 1.41. Possibilità di inserzione dell'oscillatore di ricerca nei Sintetizzatori.

(1) *Frequency Synthesizers*, Mod. 5100 B/5110 B - *Hewlett-Packard.*

b) L'oscillatore di ricerca sostituisce tutte le decadi al di sotto di quella prescelta (fig. 1.41.*b*).
c) Prefissata sulla tastiera una certa frequenza, l'oscillatore di ricerca permette di effettuare delle variazioni $\pm\Delta f$ attorno a questa, di valore scelto dal quadrante e da un moltiplicatore (fig. 1.41.*c*). Quest'ultima versione è certamente la più pratica e la più versatile consentendo spostamenti simmetrici rispetto al valore scelto.
Il comando elettronico dell'oscillatore di ricerca è poi utilizzato per avere anche lo sweep se ad esso viene avviato un segnale a dente di sega generato localmente.

b) *Sintesi indiretta*

Nella sintesi diretta vi è un solo oscillatore la cui frequenza viene sottoposta a manipolazioni aritmetiche.
Nella sintesi indiretta invece gli oscillatori sono sempre più di uno, del tipo VCO e ciascuno di essi è asservito ad una frequenza di riferimento (interna o esterna) mediante degli *anelli ad aggancio di fase* (PLL).
Anche con questo metodo il problema di progetto più importante è che, assieme alle frequenze desiderate, ne vengono sempre generate altre (spurie) che costituiscono un disturbo al corretto funzionamento e se non sono minimizzate, influiscono negativamente sulla purezza spettrale e quindi sulla forma del segnale utile generato. Il progetto richiede quindi uno studio molto complesso nella scelta del valore e del numero delle frequenze di riferimento, degli oscillatori, ecc.
Per i fini di questa esposizione è quindi più opportuno, invece di rimanere su di una trattazione del tutto generale, fare riferimento ad un ben preciso strumento realizzato con questa tecnica (1), che copre una gamma di frequenza compresa tra 0,01 e 110 MHz con la risoluzione di 1 Hz e stabilità pari a quella del campione di frequenza utilizzato (quello interno è un oscillatore a cristallo termostatato a 10 MHz).
Lo schema generale è riportato nella fig. 1.42.: contiene nella sezione di sintesi sette oscillatori con rispettivi anelli PLL, uno per la generazione di alcune frequenze fisse di riferimento (20 e 500 MHz) e per la stabilizzazione degli altri, cinque per generare le frequenze più basse (20÷30) MHz, uno per le più elevate (350÷450 MHz a scatti di 10 MHz) (e tutte regolabili). Nella parte inferiore della figura è invece rappresentata la sezione (*plug-in*) nella quale queste frequenze vengono utilizzate e avviate all'uscita.
Per illustrare più chiaramente il funzionamento dello strumento si introduce un esempio numerico: si voglia avere in uscita una frequenza pari a 107,654321 MHz che ha le cifre meno significative

(1) *Synthesized Generator*, mod. 8660 B - *Hewlett-Packard.*

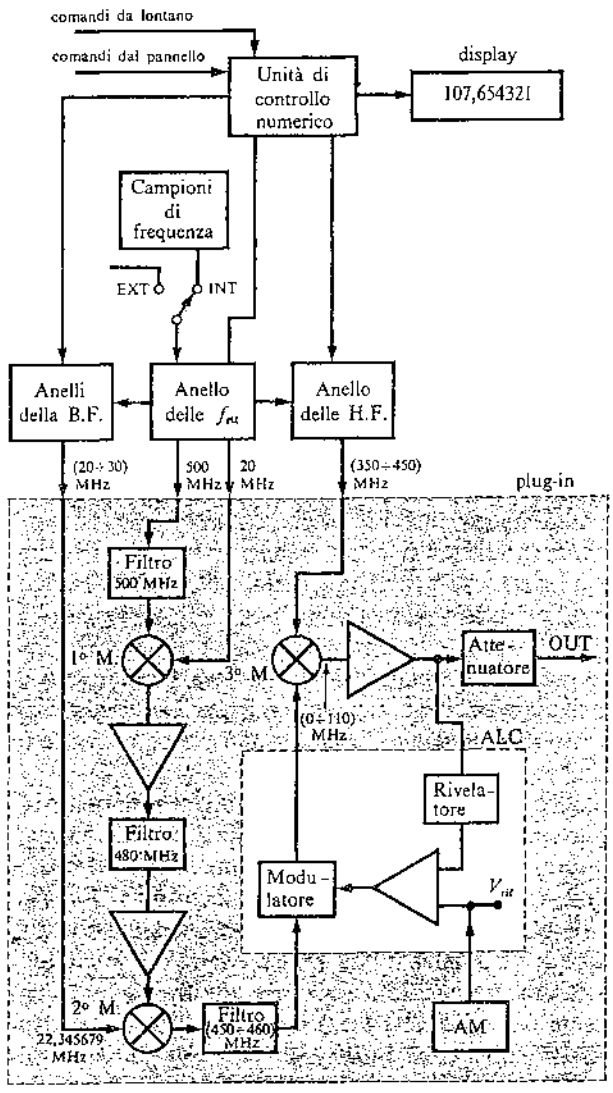


Figura 1.42. Schema generale di un sintetizzatore a sintesi indiretta.

in progressione naturale: ogni cifra è pari al suo numero d'ordine a partire da destra.
L'elaborazione ha inizio nel 1° mescolatore, nel quale entrano le due frequenze fisse a 500 e a 20 MHz. In uscita viene selezionata quella a 480 MHz, che viene quindi avviata al 2° mescolatore assieme ad una frequenza pari a 22,345679 MHz proveniente dal blocco che comprende gli anelli della B.F. necessaria per ottenere in uscita il valore della frequenza desiderato. All'uscita del 2° mescolatore viene selezionata la 457,654321 MHz. L'anello dell'H.F. va programmato con l'8ª cifra che (facendo eccezione alla regola) è lo 0 e quindi tra le frequenze 350÷÷450 MHz viene scelta la prima di 350 MHz, che, assieme a quella proveniente dal 2° mescolatore dà in uscita la frequenza voluta. In questa parte dello schema figura anche un controllo dell'ampiezza d'uscita (ALC) che consente anche di modulare in ampiezza.
La frequenza di 22,345679 MHz è generata nel bloc-

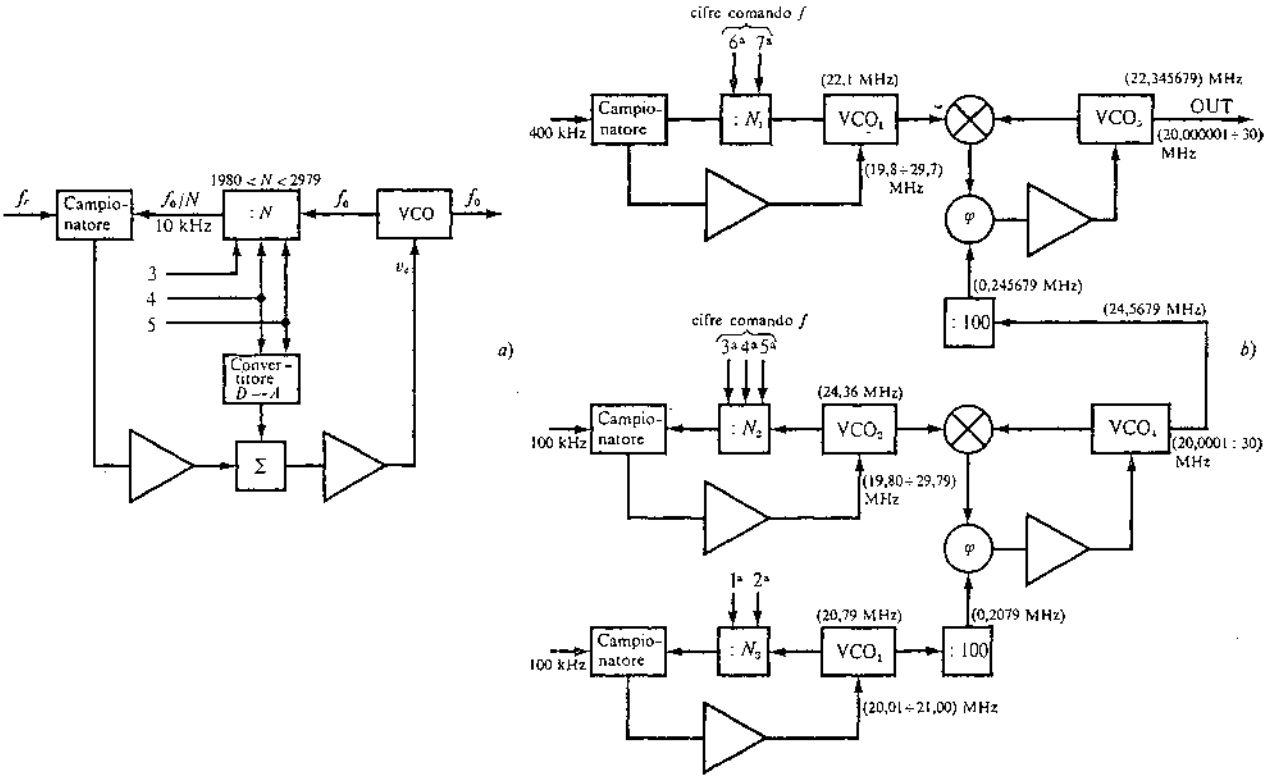


Figura 1.43. *a*) Esempio di un VCO con anello ad aggancio di fase (PLL). *b*) Schema completo del blocco « Anelli della B.F. » che compare in figura 1.42. (φ sono discriminatori di fase).

co delle B.F. togliendo alla frequenza massima di 30 MHz una frequenza rappresentata da un numero pari all'ordine delle cifre incominciando da destra: cioè 1 alla prima, 2 alla seconda, ...

Si prenda per es. uno degli anelli che vi figurano (fig. 1.43.*a*). L'oscillatore genera una f_0 che è compresa tra 19,80 e 29,79 MHz, ed il cui valore effettivo viene comandato dalla 3ª, 4ª e 5ª cifra. Nell'esempio che si sta esaminando quindi si avrà

$$f_0 = f_{max} - 5^a 4^a 3^a = (29{,}79 - 5{,}43)\ \text{MHz} = 24{,}36\ \text{MHz}.$$

Tale frequenza viene pure avviata ad un divisore (per un numero N molto elevato, nel caso specifico compreso tra 1980 e 2979). Gli impulsi per la predisposizione della frequenza agiscono proprio su N, regolandolo in modo che la frequenza che esce dal divisore sia sempre la stessa (10 kHz nell'es. di fig. 1.43.*a*). Questa frequenza provvede a campionare la f_r di riferimento (100 kHz nell'esempio) in modo armonico: in uscita vi sarà anche il prodotto tra la f_r e la 10ª armonica della frequenza proveniente dal divisore che contiene un termine che non varia col tempo ed è entro certi limiti proporzionale alla variazione della fase tra le due frequenze in gioco: è questa la tensione di errore che aggancia la fase agendo sulla sintonia del VCO: questo processo rende la f_0 stabile come la f_r.

In questi PLL è stato preferito al solito rivelatore di fase un circuito campionatore, perché col campionamento armonico si ha un aumento di guadagno che si riflette in definitiva in una ottima purezza spettrale.

Le due cifre di comando di ordine più elevato (la 4ª e la 5ª) sono avviate pure ad un convertitore *D-A* la cui uscita, tramite un sommatore, perviene alla sintonia del VCO: questa grossolana presintonizzazione consente di ridurre i tempi di risposta.

A questo punto è possibile prendere in esame la fig. 1.43.*b* che riporta lo schema completo per la generazione delle B.F.: dopo tutto quello che si è detto non dovrebbero essere necessarie altre spiegazioni. Si tenga solo presente che si parte dall'anello comandato dalla 1ª e 2ª cifra e che i valori di frequenza riportati tra parentesi si riferiscono all'esempio numerico preso in esame.

Anche gli altri blocchi di generazione delle frequenze di riferimento e delle H.F. che appaiono nella figura sono strutturate in modo del tutto simile e non verranno esaminate puntualmente.

Allo strumento sono poi state aggiunte altre possibilità d'uso come l'AM, lo Sweep e con una diversa unità opzionale anche l'FM che lo portano quindi a poter competere con i generatori di segnale come flessibilità d'uso e con prestazioni nettamente superiori per quanto concerne la stabilità di frequenza.

Confronto

Il metodo della sintesi diretta è stato il primo studiato ed ha portato alla realizzazione di strumenti

Tabella 1.1. *Generatori a R.F.*

Tipo	*Stabilità di frequenza*	*Purezza segnale*	*Sintonizzazione*	*Precisione di frequenza*	*Comando lontano*	*Costo*
Generatore AM e/o FM	buona	molto buona	buona	mediocre	no	medio
Sweep	mediocre	discreta	buona	mediocre	sì	medio
Sweep + sincronizzatore	molto buona	discreta	mediocre	mediocre	sì	medio-alto
Sintetizzatore	ottima	discreta	mediocre	ottima	sì	alto

con elevatissime prestazioni ma con un costo molto elevato. Ora sembra che la tendenza dei costruttori sia di preferirgli quello più economico della sintesi indiretta.
Nel primo caso il rumore di fase generato crea il grosso problema di inserire filtri per ridurlo.
Nella sintesi indiretta il filtraggio invece avviene automaticamente a causa della naturale strettezza della banda del PLL. La banda passante di questi anelli viene di volta in volta regolata per avere le migliori prestazioni di rumore che, in genere nel campo al di sotto di tale banda, è da imputarsi alla sorgente della f_r, mentre al di sopra è dovuta al VCO.
Non vi è inoltre una grande necessità di amplificatori in quanto i VCO forniscono in genere un segnale di livello già soddisfacente.
Un'altra prestazione per la quale, per certe applicazioni, come nelle misure automatiche, la sintesi diretta è insostituibile, sono i tempi di risposta che risultano in molti casi di un ordine di grandezza più piccoli che in quella indiretta.

Applicazioni

Le applicazioni dei sintetizzatori riguardano moltissimi campi della tecnica; se ne ricorderanno qui di seguito i principali.
Nelle *comunicazioni* come oscillatore principale di un trasmettitore o come oscillatore locale in un ricevitore. In quest'ultimo caso particolarmente per il controllo della frequenza di trasmettitori. La facilità di passare da un frequenza all'altra con grande precisione manualmente o su comando BCD, lo rendono molto comodo per l'utilizzazione di quelle gamme suddivise in una serie di canali vicini ed equidistanti.
È assolutamente indispensabile nelle comunicazioni su grandissime distanze e nella guida di veicoli nello spazio: infatti in questo caso il problema maggiore è il rumore la cui riduzione richiede bande passanti strettissime e quindi portanti di grande stabilità.
Per il controllo di dispositivi quali i risuonatori a Q elevatissimo, filtri a grande selettività, avendo la possibilità di sweep molto ristretti.
Come campione di frequenza: infatti i campioni primari hanno fondamentalmente due inconvenienti: quello di essere a frequenza fissa e quello di avere frequenza esprimibile con numeri « scomodi ». Per es. la frequenza di un campione primario costituito da una cella al Cesio è data da 9192,631770 MHz. È uso corrente trasferire la stabilità di un campione di questo tipo ad un sintetizzatore e ottenere un'uscita più « comoda », per es. 5 MHz, e la possibilità di variazione.

Conclusione

Gli strumenti presentati in questo paragrafo offrono un campo di prestazioni tali da soddisfare alle esigenze di qualunque utilizzatore. Tuttavia non ve n'è uno solo che sia da preferirsi agli altri sotto tutti gli aspetti, sia tecnici che economici, e quindi a seconda del problema che si deve affrontare è necessario ricorrere ad uno di essi in particolare.
Un discorso a parte merita il sintetizzatore che, accanto a prestazioni eccezionali (stabilità e precisione di frequenza) offre anche, soprattutto nei tipi più recenti, buone prestazioni collaterali (AM, FM, Sweep, ...) così da poterlo considerare uno strumento universale, tale che, se non subentrasse il problema del costo, potrebbe essere considerato un generatore di segnale per scopi generali.
Per avere un quadro di comparazione più immediato si riporta la tabella 1.1., nella quale sono messe a confronto e valutate le principali prestazioni dei generatori esaminati.

2.3. Generatori di segnali in B.F.

La struttura più generale di questi strumenti è quella che appare dallo schema a blocchi della fig. 1.44. nel quale sono messi in evidenza anche i controlli di frequenza e di ampiezza. Il segnale viene generato nell'*oscillatore* che è lo stadio fondamentale dello

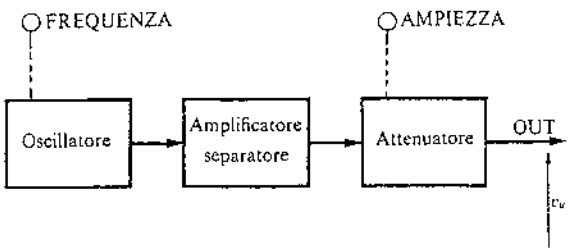


Figura 1.44. Schema a blocchi generale di un Generatore di Segnali per B.F.

strumento, alla cui uscita è connesso uno stadio *amplificatore-separatore* (*buffer amplifier*) il cui scopo è di consentire all'oscillatore di funzionare a carico costante (e pressoché a vuoto) e nello stesso tempo di presentare un'impedenza d'uscita molto piccola. Lo stadio di *attenuazione*, compensato nei tipi migliori, serve per il controllo a scatti e fine dell'ampiezza del segnale in uscita e contribuisce a determinare l'impedenza d'uscita dello strumento.

Oscillatore

Sempre a partire dallo schema di fig. 1.32., l'oscillatore può assumere diverse configurazioni a seconda della rete di reazione $\beta(\omega)$ prescelta. Se ne prenderanno in esame le più importanti.

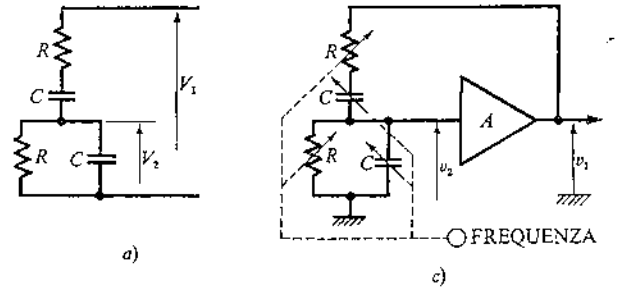
a) *Oscillatore a semplice rete di Wien*

Nella fig. 1.45.*a* è illustrata la *rete semplice di Wien*; per essa vale la

$$\beta(\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)} \qquad (1.11.)$$

e, per la (1.2.)

$$\omega_0 RC - \frac{1}{\omega_0 RC} = 0$$



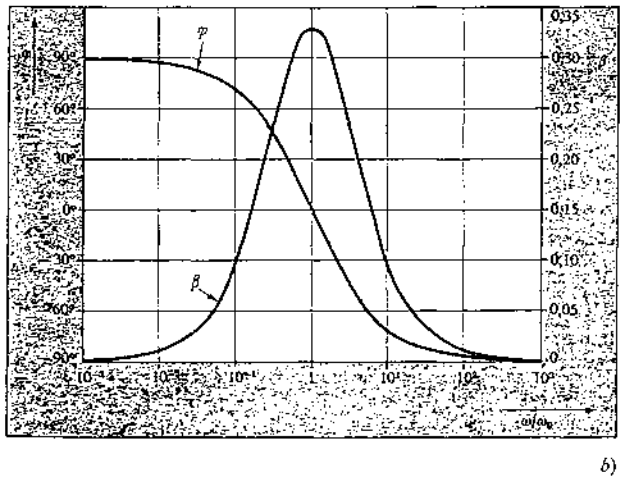


Figura 1.45. Oscillatore a rete semplice di Wien: *a)* rete semplice di Wien; *b)* diagrammi normalizzati di β e φ; *c)* schema di principio.

dalla quale si trae la pulsazione ω_0 dell'oscillatore:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \qquad (1.12.)$$

che, sostituita nella (1.11.) dà:

$$\beta(\omega) = \frac{1}{3 + j(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} \qquad (1.13.)$$

e alla pulsazione ω_0:

$$\beta(\omega_0) = \beta_0 = \frac{1}{3}. \qquad (1.14.)$$

La relazione (1.13.) è complessa e quindi può essere messa in forma polare

$$\beta(\omega) = B\,\underline{|\varphi}$$

dove

$$B = \frac{1}{\sqrt{9 + (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}};$$
$$\varphi = -\operatorname{arctang}\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right). \qquad (1.15.)$$

Sia l'andamento di B che quello di φ possono essere riportati in un diagramma semi-logaritmico normalizzato (fig. 1.45.*c*) che mette chiaramente in evidenza il comportamento selettivo della rete e la somiglianza con gli analoghi andamenti del *circuito risonante parallelo*. Proprio questa somiglianza suggerisce un metodo per ricavare anche per questa rete RC un parametro che dia la misura della sua selettività. Ricordando che per un circuito risonante la selettività è valutata mediante il valore del Q, viene spontanea l'idea di ricavare il Q, anche della rete in esame, utilizzando la (1.8.) dei circuiti LC, qui riportata:

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2}}{\omega_2 - \omega_1} \qquad (1.8.)$$

dove con ω_1 e ω_2 si indicano le frequenze di taglio della (1.13.) che si possono calcolare dalle (1.15.) imponendo, per es., che φ sia $+\pi/4$ e $-\pi/4$ rispettivamente. Sostituendo nella (1.8.) i valori ottenuti, risulta:

$$Q = \frac{1}{3} = 0{,}333 \qquad (1.16.)$$

da cui si comprende che questa rete è ben poco selettiva.

Un altro metodo per valutare la dipendenza della stabilità di frequenza dalla rete di reazione è quello di calcolare la $\mathrm{d}\varphi/\mathrm{d}(\omega/\omega_0)$ (cioè l'inclinazione della curva) nell'intorno di $\omega/\omega_0 = 1$. Risulta

$$\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}(\omega/\omega_0)} = -\frac{3[1 + (\omega_0/\omega)^2]}{9 + (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}$$

che, per $\omega/\omega_0 = 1$ dà

$$\left[\frac{d\varphi}{d(\omega/\omega_0)}\right]_{\omega_0} = -\frac{2}{3} = -0{,}666 = -2Q\,. \qquad (1.17.)$$

Applicando la rete di fig. 1.45.*a* allo schema di fig. 1.32. si ottiene l'oscillatore della fig. 1.45.*c*, nella quale appare anche l'amplificatore A il cui guadagno A_s per le (1.3.) e (1.14.) deve valere 3 e quindi deve essere costituito da un amplificatore non invertente.

b) *Oscillatore con rete a scala*

Nella fig. 1.46.*a* è illustrata la rete a scala costituita da tre stadi a L in cascata di tipo RC (più frequenti di quelli RL) tutti uguali per semplicità. Si può verificare che

$$\beta(\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{(Z_1/Z_2)^3 + 5(Z_1/Z_2)^2 + 6(Z_1/Z_2) + 1}$$

e, nella realizzazione della fig. 1.46.*c* diviene:

$$\beta(\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \\ = \frac{1}{1 - (5/\omega^2 R^2 C^2) + j(1/\omega^3 R^3 C^3 - 6/\omega CR)}\,. \qquad (1.18.)$$

Imponendo la (1.2.) risulta

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}\,RC} \qquad (1.19.)$$

che, sostituita nella (1.18.) dà

$$\beta(\omega) = \frac{1}{\left[1 - 30\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right] + j6\sqrt{6}\left[\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^3 - \frac{\omega_0}{\omega}\right]} \qquad (1.20.)$$

e alla pulsazione ω_0:

$$\beta(\omega_0) = \beta_0 = -\frac{1}{29}\,. \qquad (1.21.)$$

Il segno (—) sta a indicare che la rete inverte il segnale di pulsazione ω_0.
La relazione (1.20.) è complessa e quindi può essere messa in forma polare

$$\beta(\omega) = B\,\angle\varphi$$

dove

$$B = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - 30\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right]^2 + 216\left[\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^3 - \frac{\omega_0}{\omega}\right]^2}} \\ \varphi = -\operatorname{arctang}\frac{6\sqrt{6}\left[\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^3 - \frac{\omega_0}{\omega}\right]}{1 - 30\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \qquad (1.22.)$$

il cui andamento è riportato nella fig. 1.46.*b*.

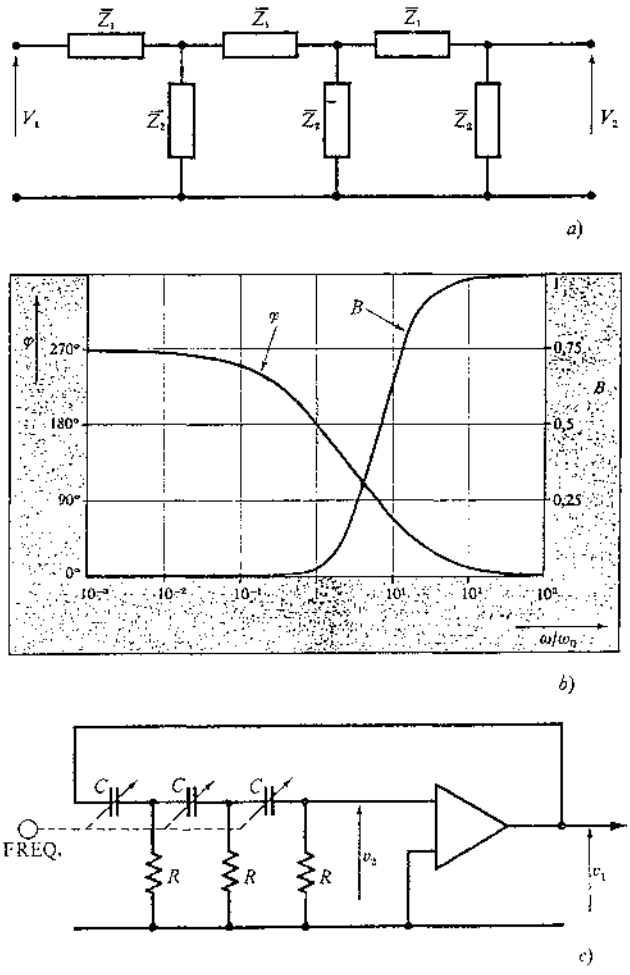


Figura 1.46. Oscillatore a rete sfasatrice: *a*) rete a scala; *b*) diagrammi di B e φ; *c*) schema di principio.

Poiché per questa rete l'andamento di $B(\omega)$ non è simmetrico rispetto a ω_0, non si può ricavare il Q tramite le frequenze di taglio. Di conseguenza, per avere una indicazione dell'efficacia della rete, si ricorre al metodo di calcolare la $d\varphi/d(\omega/\omega_0)$ visto in *a*). Per $\omega/\omega_0 = 1$ si ha:

$$\left[\frac{d\varphi}{d(\omega/\omega_0)}\right]_{\omega_0} = -\frac{12\sqrt{6}}{29} = -1{,}013\,. \qquad (1.23.)$$

Procedendo per analogia alla (1.17.) si può ricavare un valore di Q fittizio pari a $\sim 0{,}506$, migliore di quello della rete semplice di Wien.
Applicando la rete a scala allo schema di fig. 1.32. si ottiene l'oscillatore di fig. 1.46.*c*. Il guadagno A_s dell'amplificatore deve ora risultare, per le (1.3.) e (1.21.) uguale a -29 e quindi deve essere costituito da un amplificatore invertente.
Il controllo della frequenza di oscillazione potrebbe avvenire (1.19.) agendo sulle R o sulle C. In realtà variare le R comporta una variazione delle impedenze d'ingresso e d'uscita della rete e quindi una perturbazione del funzionamento generale. Si può agire allora solamente sui 3 condensatori contemporaneamente, ottenendo una variazione massima di

frequenza di una decade. Si tratta in ogni caso di un controllo un poco difficile da realizzarsi e quindi questo oscillatore viene normalmente utilizzato a frequenza quasi fissa inserendo compensatori in parallelo alle C.

c) *Oscillatore a ponte di Wien*

Completando la rete di fig. 1.45.*a*, con un partitore resistivo si perviene ad un circuito a ponte (fig. 1.47.*a*) che, utilizzato come rete di reazione, permette di ottenere un oscillatore ad elevate prestazioni. Considerato che ora l'uscita va prelevata tra A e B (V_2), si avrà

$$\beta(\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{A0} - V_{B0}}{V_1} = \\ = \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (1.24.)$$

e imponendo la (1.2.) si ottiene:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \qquad (1.25.)$$

che, introdotta nella (1.24.) dà

$$\beta(\omega) = \frac{1}{3 + j(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (1.26.)$$

e alla pulsazione ω_0:

$$\beta(\omega_0) = \beta_0 = \frac{1}{3} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (1.27.)$$

La (1.27.) sostituita nella (1.26.) dà

$$\beta(\omega) = \frac{1}{3 + j(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} - \left(\frac{1}{3} - \beta_0\right) = \\ = \frac{3\beta_0 - j(1/3 - \beta_0)(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)}{3 + j(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} \qquad (1.28.)$$

che è una relazione complessa e quindi può essere messa in forma polare

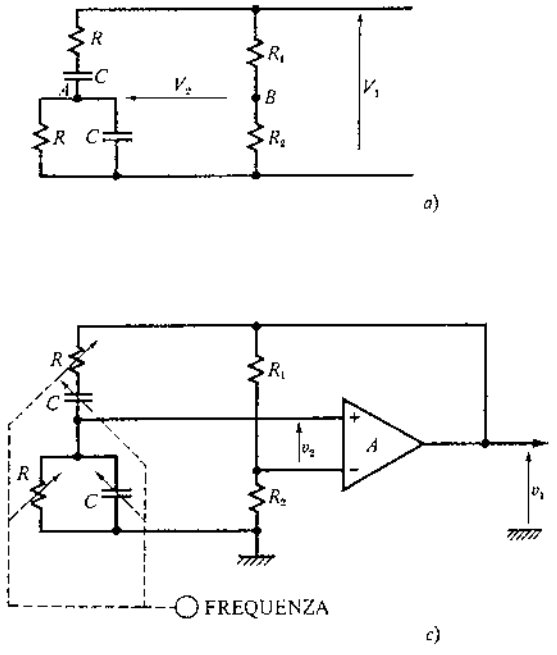
$$\beta(\omega) = B \angle \varphi$$

dove

$$B = \sqrt{\frac{(3\beta_0)^2 + (1/3 - \beta_0)^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}{9 + (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}}$$

$$\varphi = -\operatorname{arctang}\left[\frac{1}{3\beta_0}\left(\frac{1}{3} - \beta_0\right)\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] - \\ - \operatorname{arctang}\left[\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]. \qquad (1.29.)$$

In fig. 1.47.*b* sono riportati gli andamenti di B e φ



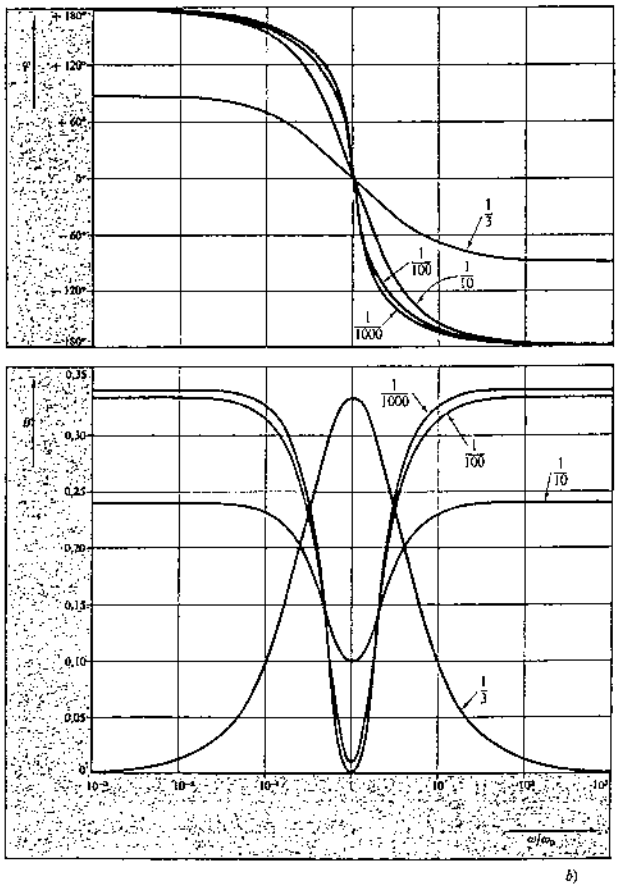


Figura 1.47. Oscillatore a ponte di Wien: *a*) ponte di Wien; *b*) diagrammi normalizzati di β e φ; *c*) schema di principio.

per diversi valori di β_0: al diminuire di questo parametro la curva di φ diviene molto ripida nel punto $\omega/\omega_0 = 1$. La selettività di questa rete dipende quindi da β_0 e la si valuta derivando la $\varphi(\omega)$ rispetto a ω/ω_0 nel punto $\omega/\omega_0 = 1$:

$$\left[\frac{d\varphi}{d(\omega/\omega_0)}\right]_{\omega/\omega_0=1} = -\frac{2}{9\beta_0} = -2Q \qquad (1.30.)$$

nella quale si è tenuto conto della (1.17.). Dalla (1.30.) discende immediatamente che

$$Q = \frac{1}{9\beta_0}. \qquad (1.31.)$$

Applicando la rete allo schema di fig. 1.32. si ottiene l'oscillatore della fig. 1.47.*c*, nel quale è utilizzato un amplificatore con ingresso differenziale.
Il guadagno A_s dell'amplificatore ora deve soddisfare alla (1.3.), cioè

$$A_s = \frac{1}{\beta_0} = \frac{1}{1/3 - R_2/(R_1 + R_2)}. \qquad (1.32.)$$

Dato che β_0 rappresenta il grado di sbilanciamento del ponte, se esso tende a zero il ponte è perfettamente equilibrato per $\omega = \omega_0$ ed in questo caso sarebbe necessario un amplificatore con $A_s \to \infty$ al fine di mantenere l'oscillazione; tale condizione è quindi soltanto teorica e quindi praticamente irrealizzabile, mentre se invece è $\beta_0 = 1/3$ il circuito si riduce alla rete di fig. 1.45.*c*. Normalmente a β_0 viene assegnato un valore non nullo, ma molto piccolo, agendo sul rapporto R_1/R_2 (che quindi risulterà $\simeq 2$).
Il controllo della frequenza avviene agendo contemporaneamente sulle R e/o sulle C. Il metodo più comune è di variare con continuità le C e a scatti le R per ottenere variazioni decadiche, però in tal modo alle basse frequenze l'impedenza d'uscita della rete tende a crescere. La soluzione opposta viene talvolta preferita in quanto con essa l'impedenza d'uscita alle basse frequenze rimane sufficientemente piccola.

Stabilità

Con riferimento alla fig. 1.32., affinché si mantenga l'oscillazione, la fase complessiva dell'anello deve essere nulla. Se per una qualsiasi ragione l'amplificatore introduce una variazione di fase (dovuta, per es., ad una variazione del carico), la rete di reazione interviene generandone a sua volta una uguale e di segno opposto. Dalle curve di fig. 1.47.*b* si vede che ciò comporta un allontamento dalla condizione $\omega/\omega_0 = 1$ e quindi uno slittamento della frequenza di oscillazione rispetto al valore prefissato, tanto meno sensibile quanto più la curva è ripida e cioè $[d\varphi/d(\omega/\omega_0)]_{\omega=\omega_0}$ è elevata; questo parametro non è quindi solamente indice della selettività della rete, ma anche della *stabilità in frequenza* dell'oscillatore: se esso tendesse all'infinito e il guadagno A_s fosse rigorosamente costante, si avrebbe una assoluta stabilità di frequenza e di ampiezza del segnale in uscita. In pratica però A_s è soggettō a variare per molteplici cause (variazioni di temperatura, di carico, di alimentazione ...) e quindi, a seconda del segno della variazione, l'oscillatore potrebbe cessare di oscillare o giungere alla saturazione. Per avere la certezza dell'oscillazione viene allora fissato un guadagno dell'amplificatore A un poco superiore ad A_s e si inserisce nel circuito un elemento non lineare con funzione di limitatore che interviene riducendo il guadagno AL solo quando l'ampiezza del segnale generato supera un valore prefissato [1].

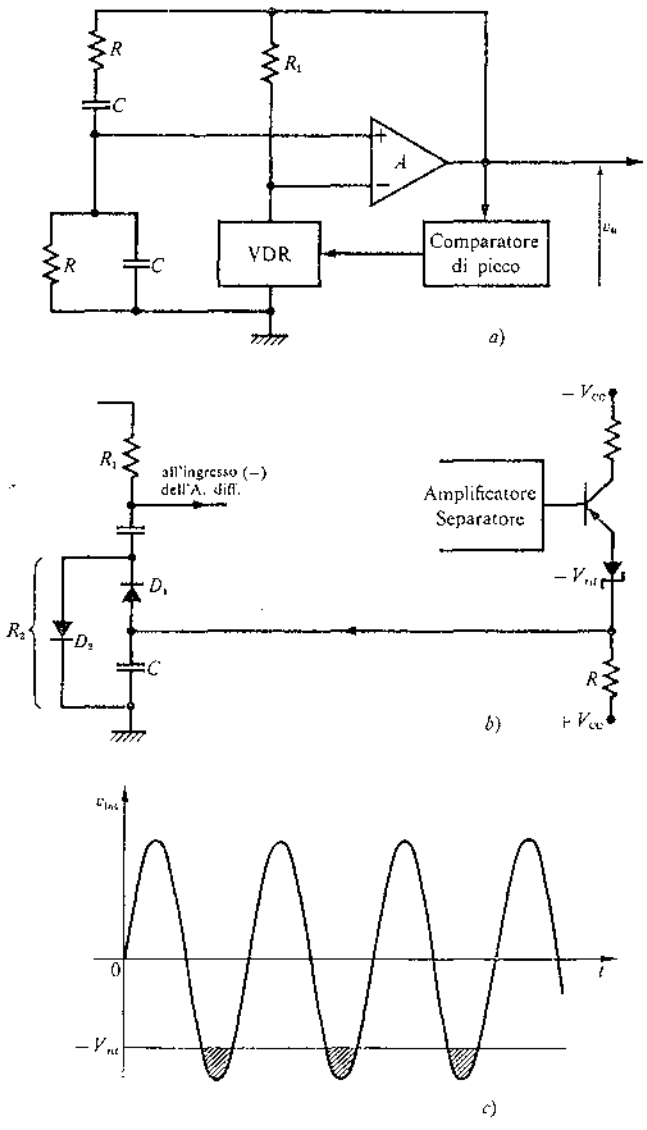


Figura 1.48. Controllo automatico di livello per l'oscillatore a ponte di Wien: *a*) schema a blocchi; *b*) particolare del VDR e stadio comparatore; *c*) livello di intervento sul segnale d'uscita.

[1] Prudentemente al di sotto della massima uscita dell'amplificatore per evitare la zona in cui inizia a manifestarsi la distorsione.

Con riferimento all'oscillatore a ponte di Wien, l'elemento limitatore potrebbe essere il resistore R_2 sostituito da un termistore a coefficiente di temperatura positivo (o il resistore R_1 sostituito da un termistore a coefficiente di temperatura negativo). Altre volte si realizza un vero e proprio *controllo automatico di livello* (fig. 1.48.) nel quale R_2 viene sostituita con un resistore a comando di tensione VDR (per es.: un FET o un diodo) la cui polarizzazione viene regolata da un controllo dc ottenuto da un *comparatore di picco*. Si tratta di un circuito che dà in uscita una tensione continua proporzionale all'ampiezza del picco del segnale in ingresso che supera un certo livello di riferimento (fig. 1.48.*a*). Appare chiaro che un circuito di questo tipo è alla base di un sistema automatico di controllo di livello.

Nella fig. 1.48.*b* è riportata una tipica realizzazione: se il segnale d'uscita dell'amplificatore-separatore è minore di $|V_{rif}|$, il transistore è interdetto, i diodi D_1 e D_2 sono polarizzati dalla $+V_{cc}$ in modo da tenere R_2 ad un valore tale da dar luogo ad un $A > A_s$. Se il segnale d'uscita aumenta d'ampiezza, supera la $|V_{rif}|$, il transistore prende a condurre a brevi impulsi (fig. 1.48.*c*), la polarizzazione dei diodi D_1 e D_2 viene ridotta dalla continua ottenuta livellando i picchi con il gruppo RC. La R_2 aumenta e così pure il segnale di reazione negativa all'ingresso dell'amplificatore: quindi A diminuisce.

È infine da sottolineare che, essendo $A > A_s$, risulterà per la (1.1.) sempre $\beta > \beta_0$ e quindi il regime oscillatorio si arresterà ad una ω leggermente inferiore a ω_0.

Talvolta nei generatori di segnali per B.F. è prevista anche un'uscita che fornisce un'onda quadra, ottenuta tramite uno stadio *amplificatore-squadratore*.

Amplificatore-separatore

Ha in genere un guadagno a catena aperta molto elevato e lo stadio finale a simmetria complementare. Una intensa reazione negativa poi riduce il guadagno ad un valore molto basso (qualche unità) in cambio di una distorsione molto piccola, di una grande impedenza d'ingresso ed una piccola impedenza d'uscita.

Attenuatore

Serve a regolare il segnale d'uscita al livello desiderato. Potrebbe essere costituito da un normale potenziometro, però in tal caso in ogni posizione darebbe luogo ad una impedenza d'uscita diversa. Poiché questo è inaccettabile, i costruttori in genere ricorrono ad una struttura simmetrica a T shuntato (fig. 1.49.*a*). Infatti, supponendo che la rete sia adattata, cioè che

$$R_s = R_{in} = R_0 = R_c$$

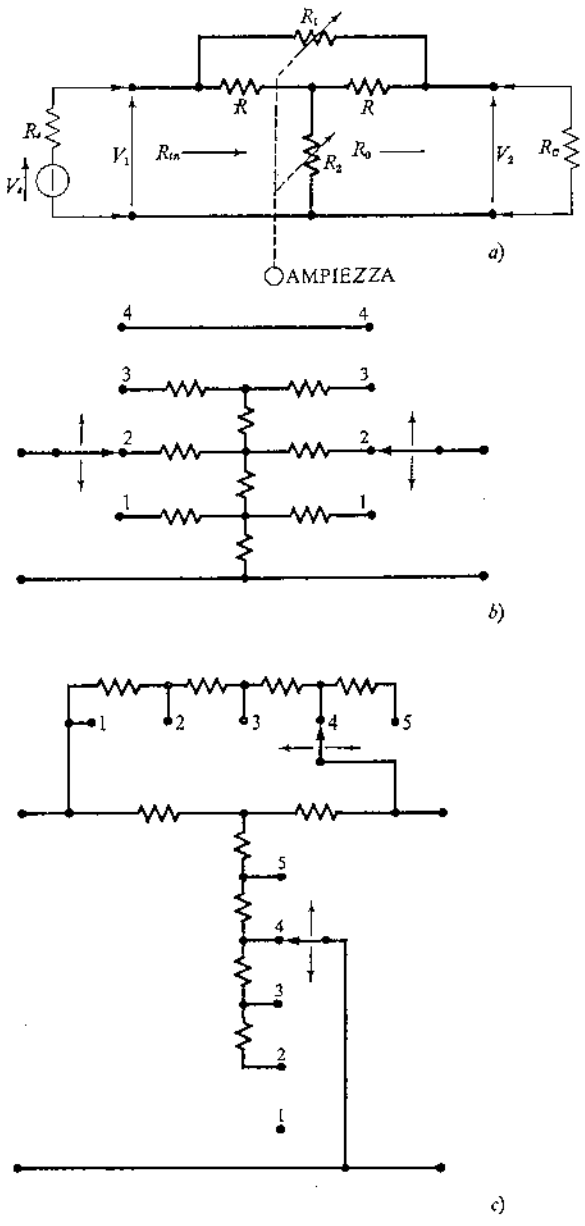


Figura 1.49. Attenuatori per Generatori di Segnali in B.F.: *a*) schema di principio a T shuntato; *b*) attenuatore a scatti con rete a T; *c*) attenuatore a scatti con rete a T shuntato solo per $R_s = R_c$.

la resistenza d'ingresso vale:

$$R_{in} = \sqrt{\frac{RR_1(R + 2R_2)}{2R + R_1}}$$

e resta costante se R_1 e R_2 vengono fatte variare in modo che

$$R_1 \cdot R_2 = R^2; \qquad (1.33.)$$

e in tal caso risulta

$$R_{in} = R_0 = R\,.$$

L'attenuazione $K = V_1/V_2$ si può valutare dalle

$$R_1 = R(K-1); \quad R_2 = R\frac{1}{K-1} \qquad (1.34.)$$

e varia regolando simultaneamente R_1 e R_2: perché la R_{in} e R_0 restino costanti queste variazioni debbono essere discordi e obbedire alla (1.33.).
Talvolta nei generatori di maggior pregio vi è la possibilità di una regolazione a scatti oltre a quella continua di cui si è parlato, per ottenere una gamma più estesa di attenuazioni. Viene realizzata in modi diversi: utilizzando reti a T (1) (fig. 1.49.*b*) che richiedono un maggior numero di resistori, ma si possono usare anche se $R_s \neq R_c$ (2); oppure reti a T shuntato che richiedono meno resistori ma vanno bene solo se $R_s = R_c$ (3) (fig. 1.49.*c*). In entrambi i casi è necessario un commutatore a due vie e n posizioni se si vogliono n scatti di attenuazione.

Oscillatore a battimenti

Prima che si raggiungesse l'attuale grado di efficienza degli oscillatori a reti *RC*, specialmente con l'utilizzazione della rete a ponte di Wien, il campo delle B.F. veniva coperto con reti *LC* che potevano giungere fino a frequenze dell'ordine dei (30÷50) kHz. Rimaneva esclusa proprio la gamma audio.
Per questa si ricorreva all'*oscillatore a battimenti* secondo lo schema riportato nella fig. 1.50: due oscillatori *LC*, dei quali uno a frequenza fissa (per es. 100 kHz) il secondo a frequenza variabile (per es. 100÷130 kHz), quindi un mescolatore alla cui uscita è selezionabile una sinusoide di frequenza differenza $f_1 - f_2$ compresa in (0÷30) kHz. Seguono il mixer un filtro passa-basso e lo stadio d'uscita con attenuatore.
È facilmente comprensibile che per avere una discreta stabilità di frequenza i due oscillatori debbono essere stabilissimi; comunque, rispetto all'oscillatore a ponte di Wien, l'inferiorità delle specifiche unite ad una evidente maggiore complessità dei circuiti ne hanno determinato l'abbandono.

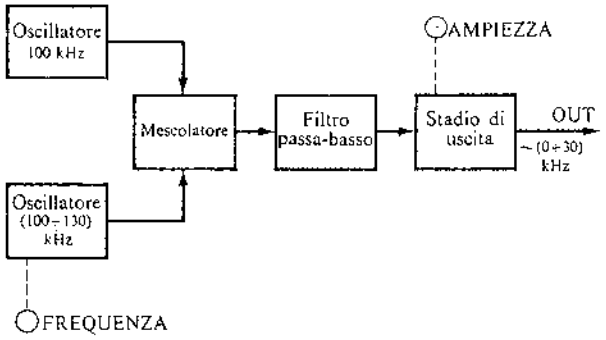


Figura 1.50. Schema a blocchi di Oscillatore a Battimenti.

(1) Le formule del T sono (R_1 all'ingresso, R_2 in uscita, R_3 in verticale, $R_s \geqslant R_c$, $S = \sqrt{R_s/R_c}$):

$$R_1 = R_s \frac{K^2 + 1 - 2K/S}{K^2 - 1};$$

$$R_2 = R_c \frac{K^2 + 1 - 2KS}{K^2 - 1};$$

$$R_3 = 2R_c S \frac{K}{K^2 - 1}$$

nell'ipotesi che $R_s < R_c$ occorre invertire R_1 e R_3.
(2) Naturalmente se $R_s \neq R_c$ non è possibile avere la posizione con attenuazione nulla (la 4 di fig. 1.49.*b*) che provocherebbe il disadattamento.
(3) A volte si utilizzano egualmente reti a T shuntato ma si aggiunge in cascata una rete a L che porti alla condizione di adattamento alla quale le precedenti debbono funzionare. All'attenuazione introdotta nelle varie posizioni dai T shuntati, bisogna allora ricordare che va aggiunta quella della rete a L.

2.4. Generatore di funzioni

È uno strumento per scopi generali e di grande flessibilità che genera segnali di forma diversa, dei quali i più comuni sono quelli triangolari, quadri, sinusoidali e talvolta quelli rettangolari, la rampa (dente di sega) ... in un campo di frequenza compresa tra le frazioni di Hz e la decina di MHz.
Il principio costruttivo su cui sono basati rende semplici altri modi d'uso che spesso vengono aggiunti a quelli fondamentali: la possibilità di sweep, di FM e talvolta anche della AM ed altre quali la FSK.
I generatori di funzioni sostituiscono quindi, il più delle volte, tutta una serie di strumenti specifici, consentendo una notevole economia.
Con essi, oltre ai normali usi tipici dei Generatori di Segnali, si eseguono con grande facilità rilievi di curve di risposta di amplificatori, filtri, ... misure di modulazione e di rivelazione, risposte ai transitori e prove su circuiti con soglie.
La possibilità poi di estendere il campo di frequenza fino a valori tanto piccoli, come per es. 0,01 Hz, li rendono assai utili come simulatori di segnali nei sistemi di controllo, di segnali elettrici generati da trasduttori di fenomeni meccanici, nelle prove su strumentazione elettromedicale, geofisica e servo.

Principio di funzionamento

Il cuore di questo strumento è costituito dall'insieme di un comparatore con isteresi (per es. trigger di Schmitt) e di un circuito integratore (fig. 1.51.) (1).
Il primo ha un'uscita a livello alto o basso a seconda del valore che assume la tensione in ingresso nei confronti delle due soglie V_1' e V_1''. Si faccia l'ipotesi che all'istante $t = 0$ sia $v_2 = -V_2$. Questa tensione viene integrata e la rampa che ne consegue prende a crescere e quando raggiunge un valore pari alla soglia V_1', il comparatore commuta allo

(1) Perché il circuito sia sede di oscillazioni spontanee, è necessario che il comparatore sia invertente e l'integratore non invertente oppure viceversa. Nel caso in figura è contemplata la prima situazione.

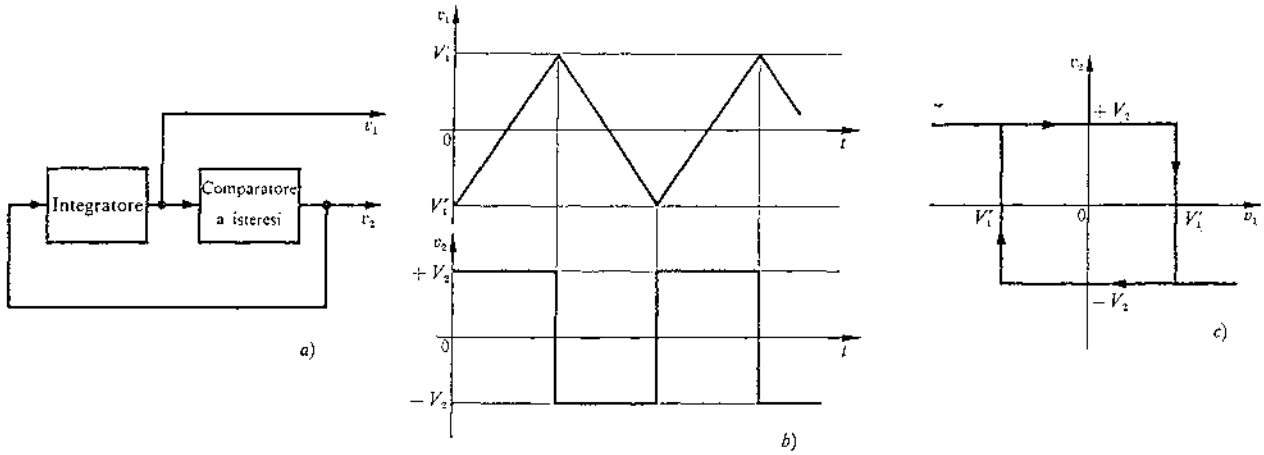


Figura 1.51. Generatore di Segnali triangolari e quadrati: *a*) circuito; *b*) forme d'onda; *c*) ciclo di funzionamento.

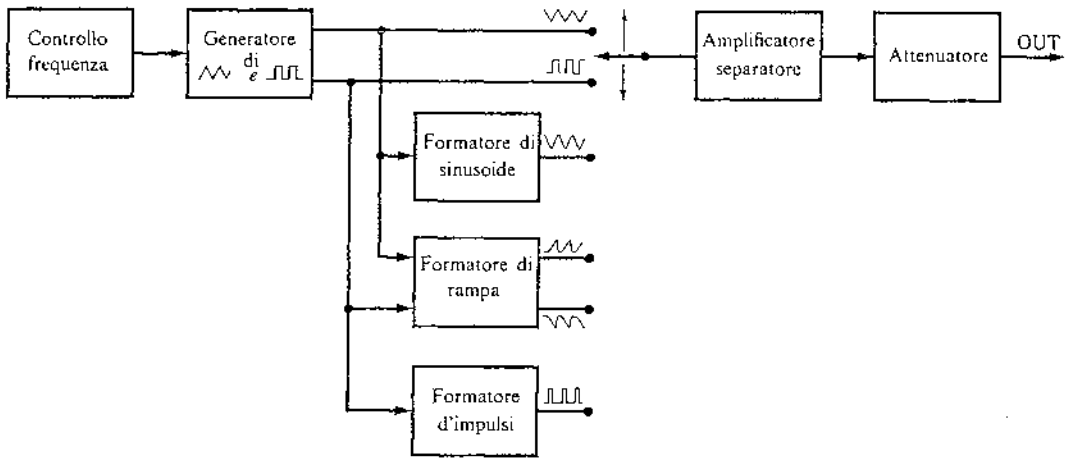


Figura 1.52. Schema a blocchi di principio di generatore di funzioni.

stato basso ($v_2 = -V_2$). È ora questo livello che viene integrato e, essendo negativo, la rampa inverte l'inclinazione. La tensione v_1 è allora una rampa che scende verso il basso fino a raggiungere la seconda soglia V_1'', alla quale il comparatore commuta nuovamente e il ciclo riprende (fig. 1.51.*c*).

Da un circuito di questo tipo si possono quindi già prelevare due forme d'onda: quella triangolare (v_1) e quella quadra (v_2). Si noti che, ferme restando le due soglie del comparatore si ha che $f = K(I/C)$, ovvero la frequenza dei segnali generati dipende esclusivamente dall'inclinazione delle rampe e quindi può essere variata a scatti cambiando il condensatore dell'integratore, oppure con continuità variando le correnti di carica e di scarica (1). Quest'ultima possibilità permette di intravvedere come si possa variare la frequenza intervenendo con un segnale elettrico.

Un altro segnale importante è quello sinusoidale e viene ottenuto a partire dal segnale triangolare in un circuito *formatore di sinusoide* nel quale, a seconda del livello raggiunto dalla rampa, commutando dei diodi, si inseriscono via via resistori nel ramo d'uscita di un partitore. L'inclinazione della rampa viene quindi progressivamente ridotta, realizzando una spezzata che approssima una sinusoide con una distorsione che può essere contenuta al di sotto dell'1 %.

Molto spesso c'è anche un circuito *formatore d'impulsi* per trasformare l'onda quadra in una onda asimmetrica con ciclo di lavoro minore di 0,5.

Altre volte invece, specie negli strumenti di maggior pregio, è prevista la possibilità di variare le correnti di carica e scarica in modo da renderle una diversa dall'altra. Ciò rende possibile di avere, invece di un segnale triangolare, un segnale a rampa; invece di un'onda quadra, una rettangolare e quindi un treno di impulsi.

Dopo questa sommaria descrizione degli aspetti principali di un generatore di funzioni, nel seguito si studieranno i circuiti contenuti nei blocchi principali di fig. 1.52. e si esamineranno tutte quelle pos-

(1) Si ricordi che in un condensatore caricato a corrente costante, la tensione cresce linearmente col tempo e la inclinazione della rampa vale I/C.

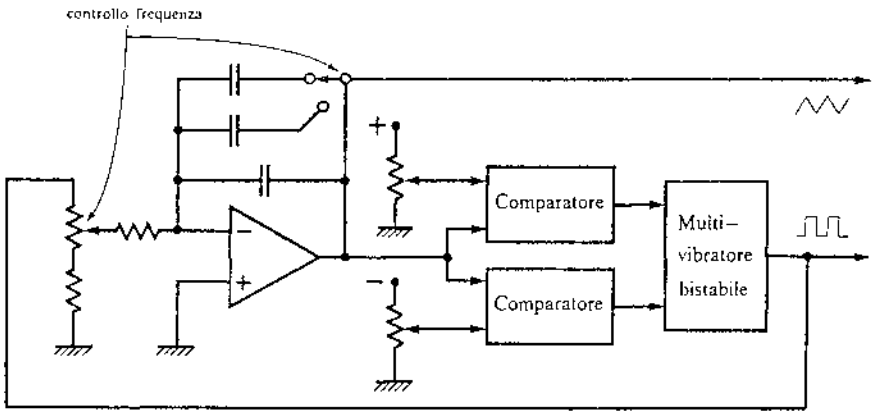


Figura 1.53. Circuito generatore di segnali triangolare e quadro.

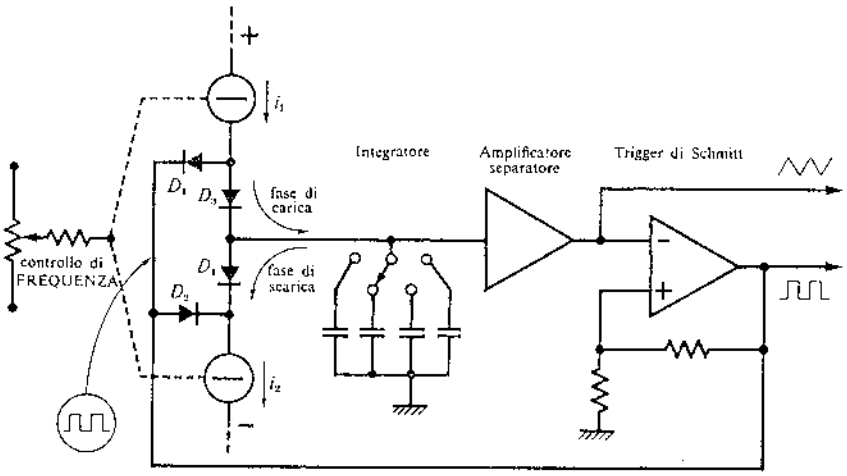


Figura 1.54. Schema semplificato di generatore d'onda triangolare e quadrata.

sibilità o modi di funzionamento particolari che contribuiscono a rendere questo strumento così versatile.

Circuiti principali

Generatore di segnali triangolari e quadri

Con riferimento alla fig. 1.51., il circuito comparatore con isteresi può essere realizzato, oltre che con il già citato trigger di Schmitt, per il quale si rimanda a testi di Elettronica Generale (1), con il circuito di fig. 1.53. In esso compaiono due comparatori di livello che servono a fissare le due soglie V' e V'' in corrispondenza delle quali si ha la commutazione del bistabile e quindi la generazione dell'onda quadra. Questo segnale viene poi riportato all'ingresso di un circuito integratore (nell'esempio di fig. 1.53. un integratore di Miller), che provvede a generare il segnale triangolare avviato all'uscita e all'ingresso dei due comparatori. Il controllo della frequenza avviene sostituendo il condensatore dell'integratore per variare le gamme, mentre la variazione fine si ottiene regolando la tensione in ingresso all'integratore e quindi la corrente I di carica del condensatore.

L'integratore considerato ha il pregio di poter essere utilizzato anche a frequenze molto basse. Infatti per questo funzionamento sono necessari valori elevati di capacità che, se l'amplificatore ha guadagno molto elevato, possono essere ottenuti facilmente con questo circuito per la nota azione di moltiplicazione di capacità che esplica.

Nel funzionamento in alta frequenza nascono problemi collegati alla inadeguatezza della risposta dell'amplificatore. Si passa allora ad un semplice circuito nel quale (fig. 1.54.) il condensatore integratore viene caricato e scaricato da due generatori di corrente costante. Le fasi di carica e scarica vengono comandate dal segnale quadrato proveniente dal trigger di Schmitt tramite un circuito a ponte di diodi: quando l'uscita del trigger è $+V_2$, il D_2 è chiuso e interdice D_4, mentre, essendo D_1 aperto, la corrente $+I_1$ può fluire attraverso D_3 al condensatore che in tal modo genera la rampa positiva. Raggiunto il livello di soglia V_1', si ha la commutazione del trigger al valore $-V_2$ con conseguente

(1) Gasparini-Mirri, *Dispositivi e circuiti elettronici*, Bologna, Edizioni Calderini, 1975, vol. II.

chiusura di D_1 e apertura di D_3, determinando così la scarica del condensatore attraverso D_4 con corrente $-I_2$.
Il controllo fine della frequenza è ottenuto variando il valore delle correnti nei rispettivi generatori.

Formatore di sinusoide

Come si è già detto, la sinusoide viene ottenuta in un circuito di limitazione progressiva costituito da diodi e resistenze, a partire dall'onda triangolare.
Il principio di funzionamento è quello illustrato nella fig. 1.55., nella quale i componenti sono considerati ideali: applicando in ingresso un segnale triangolare, finché esso è in valore assoluto inferiore a V, i diodi sono in fase inversa, e

$$v_u = \frac{R_1}{R + R_1} v_i$$

mentre non appena si superi una delle due soglie ($\pm V$), la conduzione dei diodi pone

$$v_u = \frac{R_1 /\!/ R_2}{R + R_1 /\!/ R_2} v_i$$

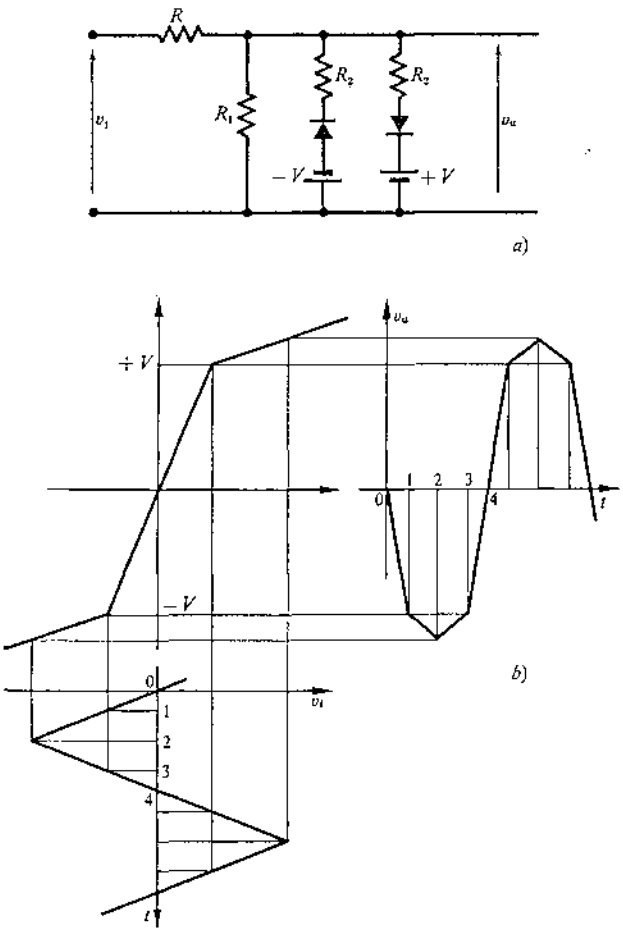


Figura 1.55. Principio di funzionamento di una rete formatrice: *a*) circuito; *b*) caratteristica di trasferimento e forme d'onda.

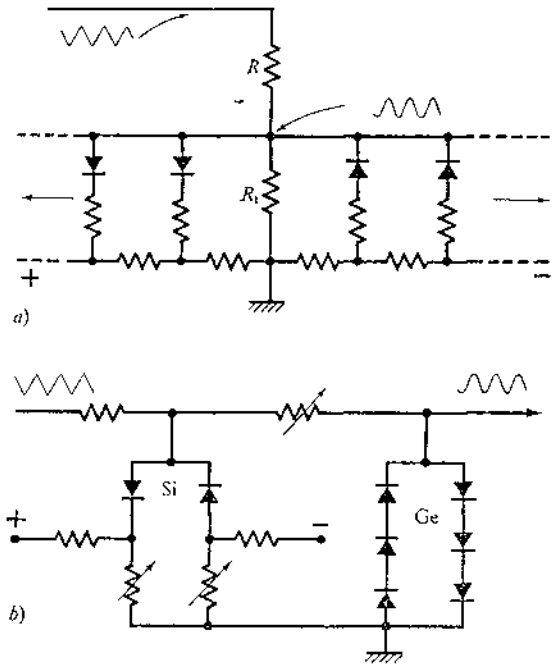


Figura 1.56. Reti formatrici di sinusoidi.

e quindi la transcaratteristica risultante è la spezzata della fig. 1.55.*b*. Nella stessa figura sono anche riportati gli andamenti delle tensioni v_i e v_u.
Aumentando la complessità del circuito con altri rami contenenti diodi, si ottiene una caratteristica di trasferimento più idonea a trasformare la funzione triangolare in sinusoidale con una distorsione che, almeno in via teorica, sarà tanto minore quanto più numerosi saranno i tratti della spezzata.
Un buon compromesso tra la complessità circuitale ed una piccola distorsione si realizza con una rete a dodici diodi dove le batterie sono state sostituite da una polarizzazione automatica (fig. 1.56.*a*). A frequenza di qualche MHz questa rete presenta però un funzionamento meno soddisfacente soprattutto per la comparsa di distorsione di 3ª armonica. Per eliminare questo inconveniente spesso viene inserito un filtro passa basso con taglio netto di poco superiore al limite del campo di frequenza dello strumento. Nel caso in cui tale limite sia a 13 MHz, il filtro può intervenire dai 14 MHz, eliminando così le 3ª armoniche delle sinusoidi a frequenza superiore ai 5 MHz.
Un risultato inferiore, ma per molte applicazioni sufficiente, si può ottenere con la rete più semplice riportata nella fig. 1.56.*b*, utilizzando in parte diodi al Ge la cui caratteristica presenta una linearità meno accentuata.

Formatore d'impulsi

Nei modelli più economici, nei quali non vi è la possibilità di regolare la simmetria, talvolta è presente un circuito *formatore d'impulsi* (fig. 1.57.*a*). È ottenuto utilizzando un comparatore che cambia di

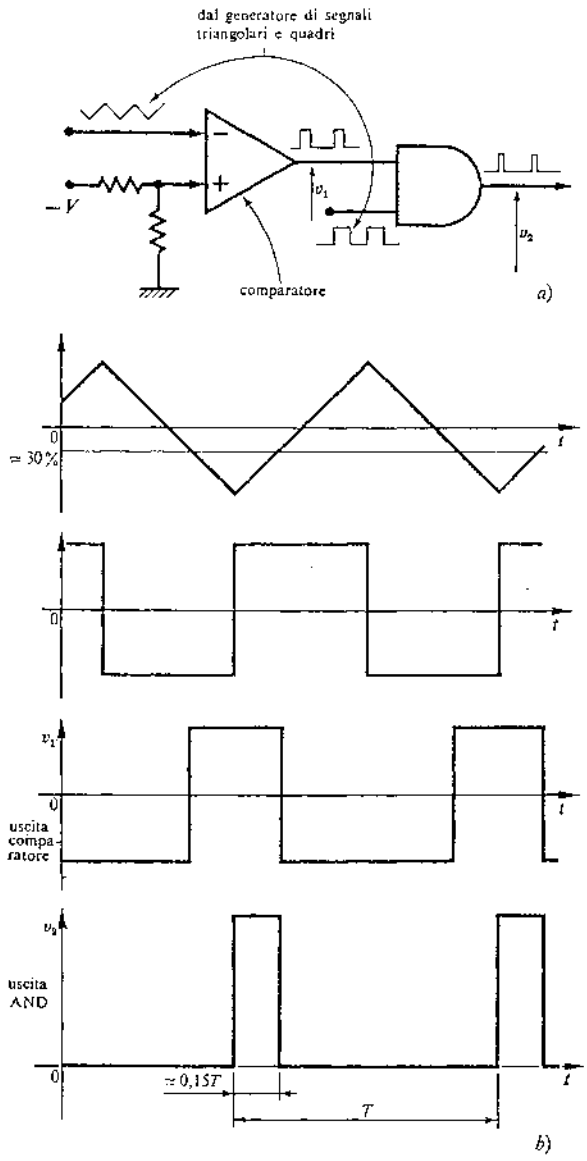


Figura 1.57. Formatore d'impulsi: *a*) circuito; *b*) forme d'onda.

stato quando l'onda triangolare al suo ingresso raggiunge il livello dell'altro; la sua uscita perviene ad un circuito AND, al cui altro ingresso è applicato il segnale quadrato proveniente dal comparatore ad isteresi.
Nella fig. 1.57.*b* è rappresentata una condizione di funzionamento con soglia negativa pari al 30% dell'ampiezza del segnale triangolare. Si ottiene in uscita un segnale ad impulsi con *ciclo di lavoro* (durata dell'impulso/periodo) di circa il 15%.

Formatore di dente di sega

Utilizza le due forme d'onda principali (triangolare e quadrata) disponibili all'interno dello strumento effettuandone la somma ed eliminando con diodi o la parte positiva o quella negativa (fig. 1.58.). Le due R hanno il compito di disaccoppiare i due segnali e di fungere da protezione contro i c.c.

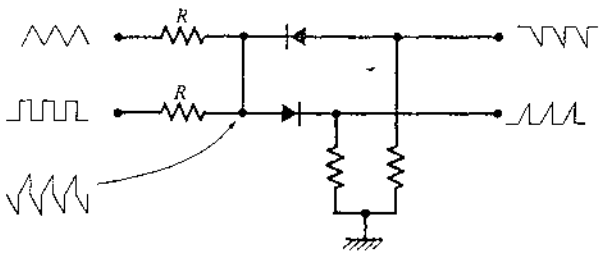


Figura 1.58. Formatore di dente di sega.

Altri modi di funzionamento

Oltre alle possibilità considerate, che si possono definire principali, alcuni generatori di funzioni ne presentano talvolta altre a completamento della loro notevole versatilità. Se ne prenderanno qui di seguito in esame le più frequenti ed interessanti.

Controllo di simmetria

Negli strumenti di maggior pregio è prevista la possibilità di regolare gradualmente la simmetria dei segnali generati (escluso la sinusoide). In tal modo l'onda quadra diviene un'onda ad impulsi con ciclo di lavoro regolabile, l'onda triangolare presenta rampe di salita e di discesa di inclinazione e durata diverse.
Lo scopo viene facilmente raggiunto variando le tensioni che regolano rispettivamente la corrente di carica e quella di scarica del condensatore integratore (fig. 1.54.), rendendole diverse tra loro.
Un inconveniente che però sorge a questo punto è che, variando queste tensioni, varia anche la frequenza di ripetizione e quindi non è più possibile leggerne il valore sul quadrante tarato.
Un circuito che risolve brillantemente questo problema è riportato nella fig. 1.59. assieme alla tensione asimmetrica in uscita all'integratore. Se si considera la rampa positiva, che ha inclinazione I_1/C, appare chiaro che T_1 è inversamente proporzionale a I_1 come analogamente T_2 lo è a I_2, e poiché le correnti sono funzioni lineari delle tensioni v_1 e v_2, si potrà scrivere allora che

$$T_1 = \frac{K}{v_1} \quad \text{e} \quad T_2 = \frac{K}{v_2}$$

dove K è una costante (può variare solo cambiando gamma di frequenza).
Se si vuole perciò che non cambi la frequenza variando la simmetria, occorre che:

$$T_1 + T_2 = \frac{1}{f_0} = \text{cost.}$$

dalla quale, per sostituzione delle espressioni trovate prima, si ottiene:

$$\frac{1}{v_1} + \frac{1}{v_2} = \frac{1}{Kf_0}$$

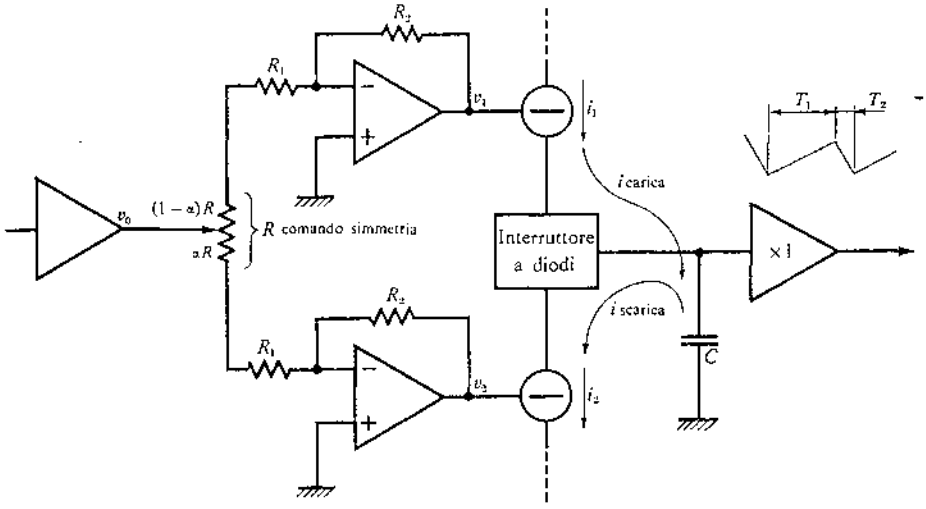


Figura 1.59. Circuito per il controllo di simmetria.

cioè occorre variare v_1 e v_2 in modo che il 1° membro di questa relazione resti costante. Con il circuito riportato si ottiene lo scopo; infatti, supponendo che in una generica posizione del potenziometro che regola la simmetria, le due parti resistive valgano αR e $(1-\alpha)R$ con $0 \leqslant \alpha \leqslant 1$, si potrà scrivere:

$$v_1 = -v_0\left[\frac{R_2}{R_1+(1-\alpha)R}\right]; \quad v_2 = -v_0\left[\frac{R_2}{R_1+\alpha R}\right]$$

che, introdotte nella precedente, danno

$$\frac{R_1+(1-\alpha)R}{(-v_0)R_2} + \frac{R_1+\alpha R}{(-v_0)R_2} = \frac{1}{Kf_0} = \frac{2R_1+R}{(-v_0)R_2}$$

nella quale non figura più α: f_0 non dipende quindi dalla posizione del potenziometro che regola la simmetria.
Si ottengono con questo modo dei cicli di lavoro compresi tra il 20% e l'80%.

Sweep

È una possibilità assai utile soprattutto per rilevare le risposte di circuiti o dispositivi (filtri, amplificatori, altoparlanti, ecc.) col metodo panoramico.
Il metodo di generazione è quello già visto nello strumento che porta questo nome.
Un *generatore di modulazione* all'interno dello strumento fornisce una rampa che interviene sui livelli di tensione che comandano i generatori di corrente costante di carica e di scarica dell'integratore, sovrapponendosi quindi al controllo della frequenza f_0 di oscillazione nel *sommatore controllo frequenza*, come si vede chiaramente nello schema generale di fig. 1.65. Supponendo che la larghezza di sweep interessi 4 decadi di frequenza, se il dente di sega ha andamento lineare, si ha lo svantaggio che le prime tre decadi sono compresse in 1/10 dell'escursione totale. Per avere una rappresentazione più uniforme di ciascuna decade e per poter ottenere direttamente i diagrammi di Bode è allora più conveniente esplorare il campo prescelto servendosi di una rampa con andamento esponenziale, che dà luogo ad una rappresentazione proporzionale al logaritmo della frequenza (fig. 1.60.).
Naturalmente la rampa (1) è contemporaneamente disponibile all'uscita per essere inviata all'asse X di un CRT o di un registratore XY, con il *tempo di sweep* che può essere regolato come pure avviene per l'intervallo di frequenza spazzata (*sweep width*).

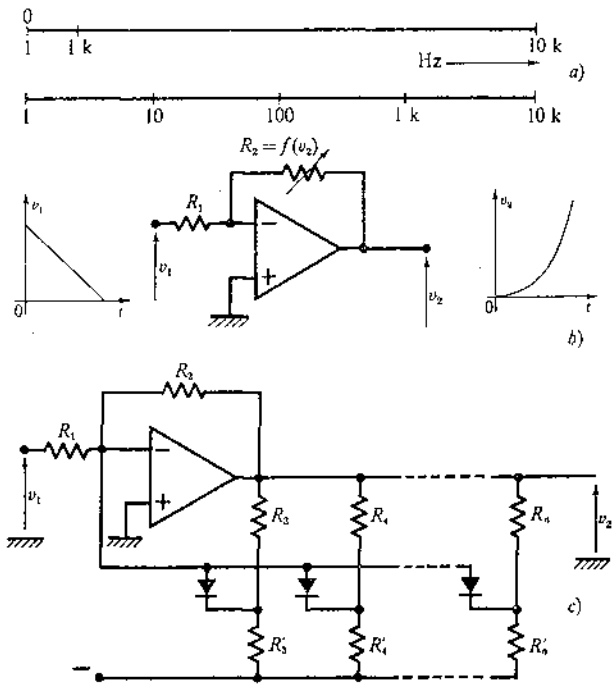


Figura 1.60. Esplorazione logaritmica: *a*) confronto tra scala lineare e logaritmica; *b*) schema di principio di un circuito formatore; *c*) rete formatrice.

(1) Vedi nota (1) a p. 26.

Modulazioni

Il *generatore di modulazione*, oltre a fornire la rampa per lo sweep, genera anche altre forme d'onda (triangolare, quadra, sinusoidale) fino ad una decina di kHz, che possono servire da segnale di B.F. per modulare il segnale d'uscita del generatore di funzione.
La FM si ottiene mandando il segnale modulante ad un ingresso del sommatore controllo frequenza.
La AM invece richiede un circuito modulatore d'ampiezza a cui vengono addotti sia la modulante che la portante prima degli stadi d'uscita.
Per entrambe i collegamenti sono riportati nello schema completo (fig. 1.65.).

Forme derivate dalla sinusoidale

In taluni G. di F. è prevista la possibilità di ottenere la *funzione coseno* (un metodo è quello, in Aggancio di Fase, di introdurre uno sfasamento di 90°). Altre volte di avere la funzione $A(1+\text{sen}\,x)$, ovvero la sinusoide con i picchi inferiori a potenziale zero, sommando all'uscita una dc uguale all'ampiezza. Una ultima funzione è la $\text{sen}^2 x$; se si pensa che $\text{sen}^2 x = 1/2 - 1/2\cos 2x$ appare chiaro come possa essere ottenuta inserendo una dc come nel caso precedente, ma a partire da una frequenza doppia. Tutte queste funzioni sono rappresentate in fig. 1.61. Non ci si sofferma oltre.

Trigger, Gate, Burst

Sono tre modi di funzionamento nei quali l'oscillazione non è continua (*free-run*) ma avviene solamente su comando.

– *Trigger*

In questo modo di funzionamento viene generato un solo periodo della funzione d'uscita su comando di un segnale che, applicato all'ingresso, può essere di forma qualunque, purché l'ampiezza superi un valore imposto con il controllo di livello.

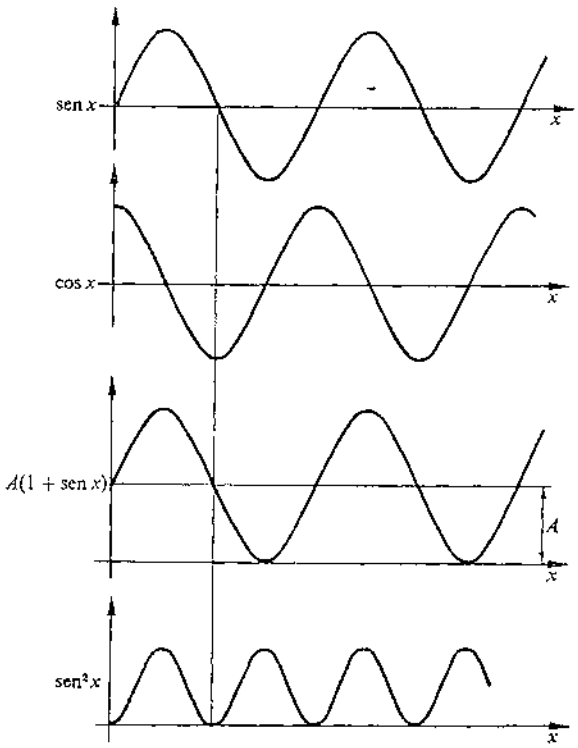


Figura 1.61. Forme d'onda derivate dalla sinusoide.

Tutte queste operazioni vengono svolte nel blocco T.G.B. della fig. 1.65. illustrato in dettaglio nella fig. 1.62.: passando dal funzionamento continuo a quello Trigger, per effetto della conduzione di D_2 si chiude attorno all'integratore un anello di reazione negativa che ne interrompe l'oscillazione. Infatti il Multivibratore Bistabile è in reset (uscita bassa), il diodo D_1 è interdetto, l'ingresso dell'amplificatore $+A$ è nullo, il diodo D_2 conduce. Di conseguenza nell'anello, formato da $+A$, D_2, integratore, R, si stabilisce una condizione per cui la tensione d'uscita all'integratore risulta uguale a quella imposta dal comando *fase start-stop*.

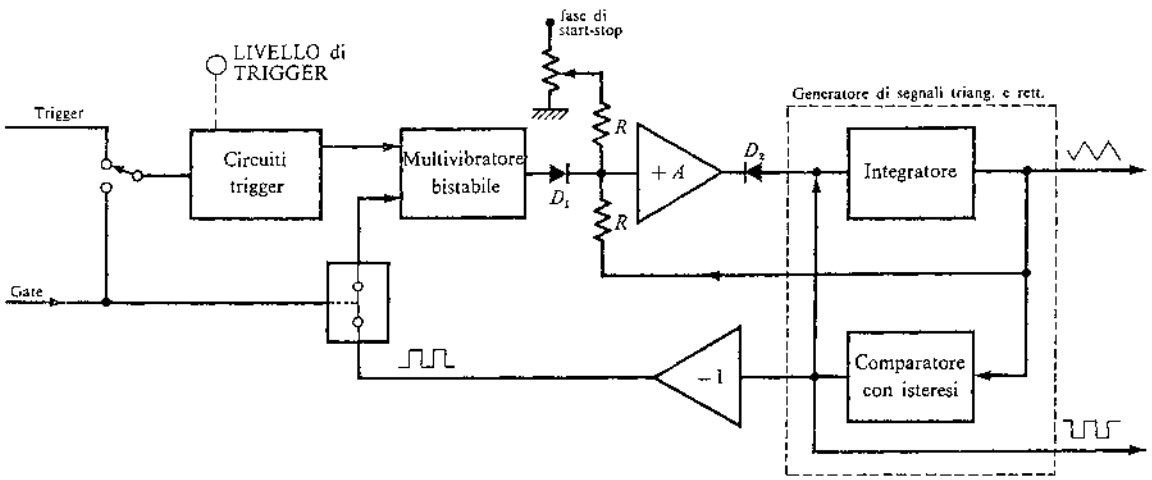


Figura 1.62. Circuiti Trigger, Gate, Burst.

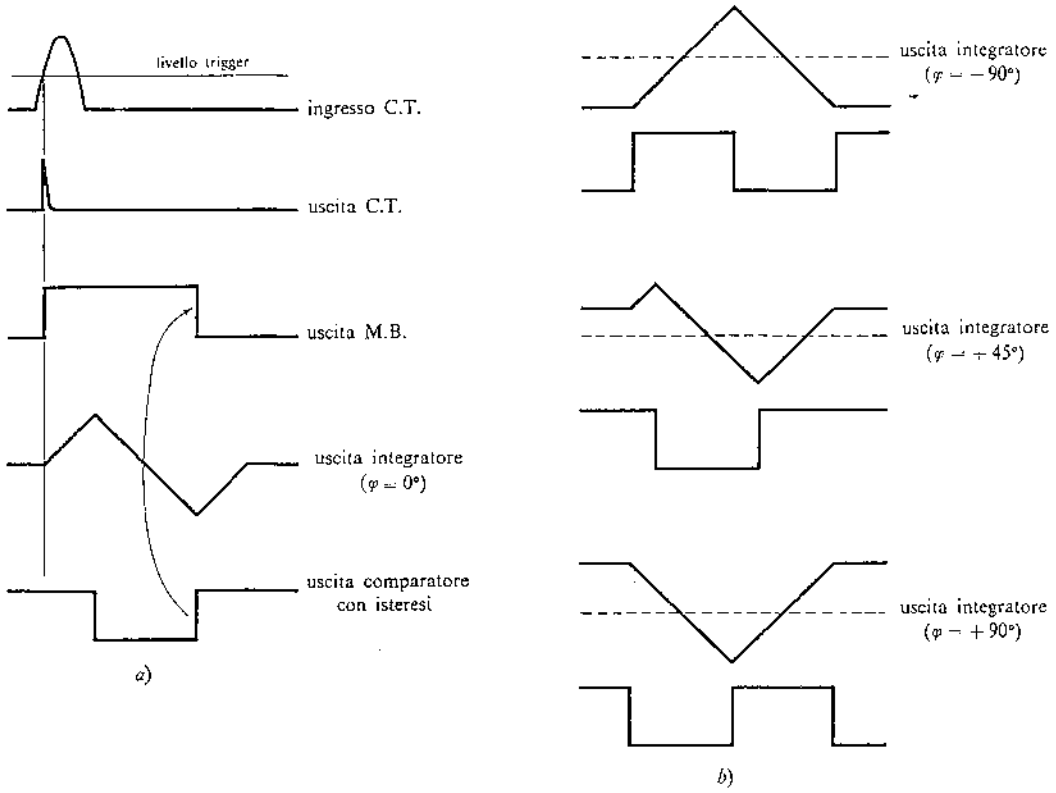


Figura 1.63. Forme d'onda nel modo di funzionamento Trigger: *a*) con $\varphi = 0°$; *b*) con valori diversi di φ.

Quando viene applicato all'ingresso trigger un segnale (oppure viene premuto un pulsante), il blocco Circuiti Trigger emette un impulso (fig. 1.63.*a*) che porta in set (uscita alta) il M.B. Questa tensione positiva arriva fino ad interdire il diodo D_2: l'anello di reazione si interrompe ed inizia l'oscillazione. L'uscita invertita del comparatore con isteresi, riportata in ingresso al M.B., provvede al suo reset alla prima transizione negativa.
Si noti che questa commutazione è condizione necessaria ma non sufficiente ad interrompere l'oscillazione: ciò avviene soltanto quando questa si è riportata esattamente al punto da cui era iniziata, cioè a compimento di un periodo completo.
Per poter comprendere come ciò possa avvenire, occorre prendere in considerazione il comando *fase start-stop* che consente di fare iniziare l'oscillazione e di farla terminare in un punto di fase a piacere compreso tra $-90°$ e $+90°$. Con tale comando si impone una tensione negativa, ai capi del condensatore ne risulterà una eguale e contraria, per cui quando il segnale di trigger fa partire l'oscillazione, questa inizia da quel valore di tensione già esistente ai capi del condensatore d'integrazione.
L'oscillazione continuerà quindi fino alla prima transizione positiva dell'onda rettangolare e finché la rampa non avrà raggiunto una tensione uguale ed opposta a quella del comando fase start-stop. Nella fig. 1.63. sono riportati alcuni casi che si riferiscono a diversi valori di tale comando.

– *Gate*

In questo modo di funzionamento si ottiene in uscita non un solo periodo dell'oscillazione, ma un numero intero di periodi.
Il segnale di ingresso deve essere un impulso che col fronte d'attacco fa partire l'oscillazione e per tutta la sua durata interrompe l'arrivo dell'onda rettangolare proveniente dal comparatore ad isteresi. Quando questo impulso (*gate*) cessa, la prima transizione positiva dell'onda rettangolare porta in reset il M.B. e l'oscillazione termina in corrispondenza della fase imposta.

– *Burst*

È un funzionamento simile ai precedenti, però il numero di periodi dell'oscillazione non dipende dalla durata del segnale applicato dall'esterno, ma può essere regolato con apposito comando dello strumento.

Aggancio di fase

In alcuni G. di F. è prevista la possibilità di agganciare la frequenza di oscillazione a quella di un segnale esterno. Il procedimento è quello tipico del PLL: il segnale di riferimento e quello generato vengono addotti ad un rivelatore di fase la cui uscita dc va a correggere la frequenza di oscillazione. Ad aggancio avvenuto questa tensione risulta nulla. Ciò può essere ottenuto apportando qualche modifica allo schema di fig. 1.62., che diviene quello riportato nella fig. 1.64.

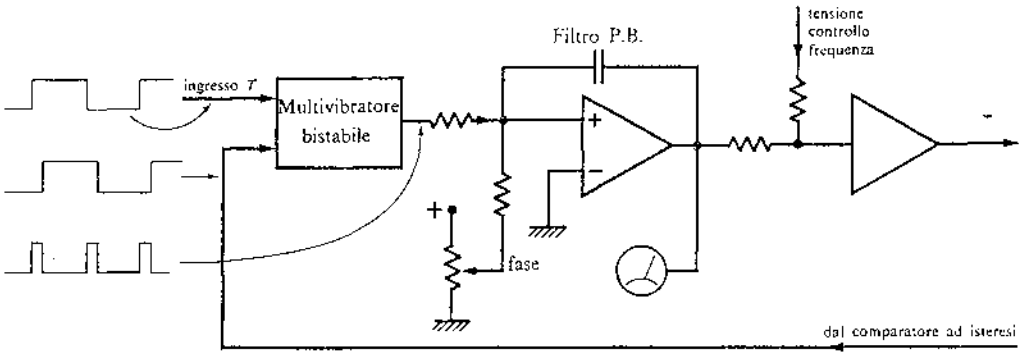


Figura 1.64. Schema per il funzionamento con aggancio di fase.

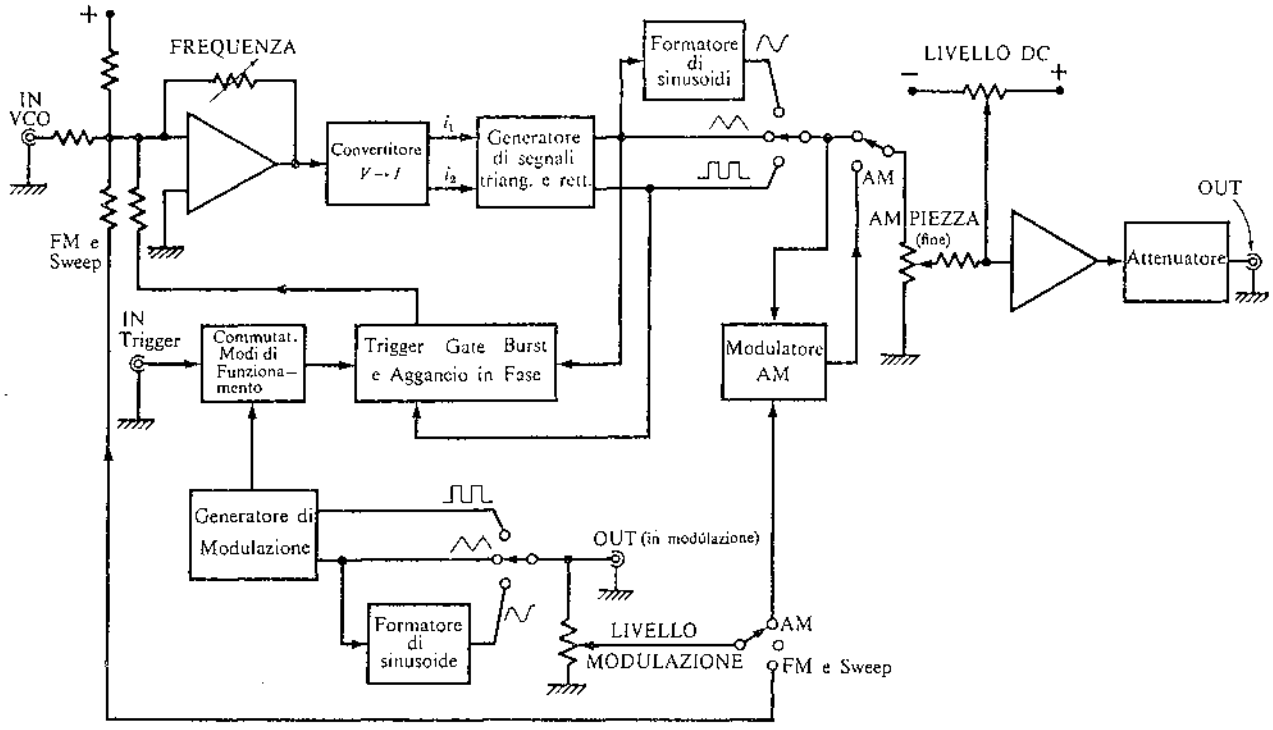


Figura 1.65. Schema di principio di un generatore di funzioni.

Si vede che il segnale esterno pone il set al M.B., mentre quello proveniente dal comparatore pone il reset. Si ha perciò in uscita una forma d'onda ad impulsi della quale sia la durata che il valor medio sono proporzionali allo sfasamento tra i due segnali all'ingresso.

Lo strumento, ovviamente con scala a zero centrale, non appena avvenuto l'aggancio, si porta sullo zero. È immediato allora comprendere che se si introduce una continua all'ingresso del filtro si riesce, regolandola, ad ottenere uno sfasamento tra i due segnali (interno ed esterno) il cui valore può essere letto sul quadrante dello strumento.

Si sono indicati alcuni dei più frequenti modi di funzionare. Naturalmente non sono tutti. Il G. di F. è per sua natura molto versatile: delle moltissime possibilità che offre, alcune sono di grande utilità pratica, altre che possono considerarsi a livello di curiosità.

A conclusione di questa trattazione si riporta uno schema a blocchi di principio completo di un Generatore di Funzioni (fig. 1.65.).

Aspetti particolari del G. di F.

Nei G. di F. vi è un ingresso al quale si applica la tensione che deve variare la frequenza di oscillazione; viene indicato in vari modi, dei quali i più frequenti sono VCO, VCG, VCF.

Il segnale in uscita può essere regolato con un attenuatore a scatti ed uno variabile con continuità: le indicazioni riportate non si riferiscono al valore efficace, come nei normali G. di S., ma al valore picco-picco.

Con *livello* si intende normalmente l'entità della dc associata al segnale generato.

Nel funzionamento con una tensione variabile all'ingresso VCO non ci si deve preoccupare se l'onda

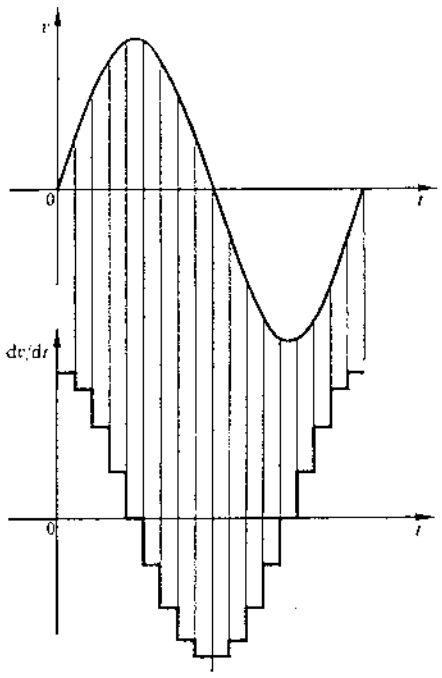


Figura 1.66. Sinusoide generata da un Generatore di Funzioni e sua derivata.

triangolare o la rampa in uscita non sono molto belle: si pensi che il segnale che controlla la frequenza, variando nel tempo, fa sì che la funzione generata non sia ad inclinazione costante (le correnti di carica e scarica non sono costanti).
Se si ricorda che la sinusoide generata non è altro che una spezzata di tanti segmentini rettilinei, si capisce che derivando quella forma d'onda si corre il rischio di avere un'uscita come quella di fig. 1.66. (il fenomeno è stato volutamente accentuato). Occorre allora fare in modo che la costante di derivazione non sia più piccola di 1/10 del periodo della sinusoide.

2.5. Generatore di impulsi

È uno strumento dal quale si può ottenere un segnale costituito da un impulso o da una serie di impulsi. Per impulso va intesa una forma d'onda che, a partire da un livello iniziale, passa bruscamente ad un altro livello, vi rimane per un certo tempo, per poi tornare bruscamente al suo livello primitivo. Naturalmente, ripetendo un impulso con regolarità nel tempo, si ottiene una forma d'onda rettangolare.
Sembra opportuno, prima di iniziare lo studio di questo strumento, riassumere i caratteri principali di un impulso, anche allo scopo di fissarne con chiarezza la nomenclatura. Nella fig. 1.67. è riportato un impulso positivo con tutti i parametri che lo caratterizzano.
Gli impulsi servono come segnale d'ingresso di dispositivi, circuiti, sistemi, nel campo della circuiteria digitale, nelle comunicazioni, nell'elettronica industriale e praticamente in tutti i campi della tecnica dove ci si serva di sistemi di controllo, regolazione e misura elettronici.
Oltre a ciò è particolarmente importante l'uso che se ne fa nel campo delle misure elettroniche per risalire al comportamento di circuiti analizzando le modificazioni che i parametri dell'impulso subiscono attraversandolo.
Uno sviluppo recente del G. di I. è il *Generatore di Parola* (*Word Generator*) nel quale si generano normalmente serie di 8 o 16 impulsi presenti (1) o assenti (0) contenenti una certa informazione binaria (*parola*) programmabile dall'operatore. Nella fig. 1.68. è riportato l'esempio di una parola a 16 bit.

Principio di funzionamento

Per comprendere come funzioni un G. di I. ci si riferisca allo schema a blocchi semplificato di

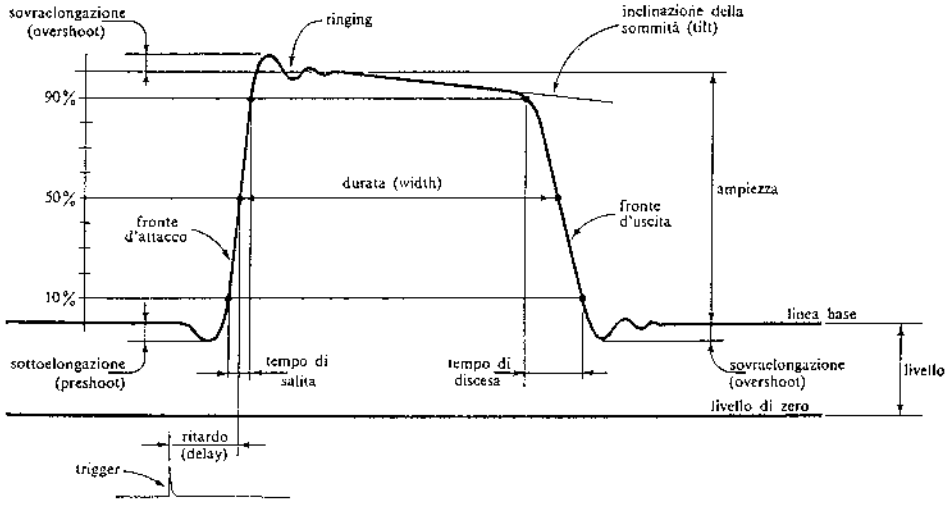


Figura 1.67. Nomenclatura di un impulso.

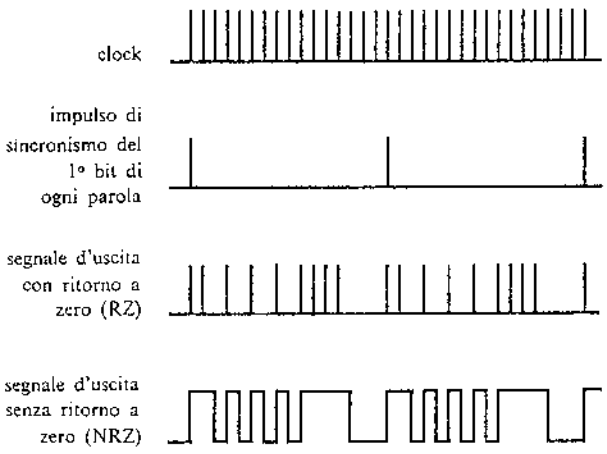

clock
impulso di sincronismo del 1° bit di ogni parola
segnale d'uscita con ritorno a zero (RZ)
segnale d'uscita senza ritorno a zero (NRZ)

Figura 1.68. Forma d'onda della parola a 16 bit 1101010101111000.

fig. 1.69. Vi compare un *Generatore di Cadenza* (*Rate Generator*) che può essere un multivibratore astabile oppure un generatore d'onda quadra-triangolare, quest'ultimo utilizzato nei tipi per frequenze più elevate (oltre i 10 MHz). Quando l'impulso viene generato su comando manuale o dal trigger esterno, il G. di C. viene disinserito.

Segue poi il *Generatore di Trigger* che ha il compito di produrre in uscita un impulso standard tutte le volte che il segnale al suo ingresso supera un certo livello (regolabile): ciò consente, qualora si applichi dall'esterno un segnale di forma qualunque (purché con ampiezza che superi il livello di soglia prefissato), di imporre gli istanti di generazione degli impulsi in uscita. Si realizza con un trigger di Schmitt (talvolta con diodi tunnel) o con altri circuiti particolari (vedi Oscilloscopio).

L'impulso trigger generato, oltre ad essere disponibile all'esterno per sincronizzare altri circuiti, giunge anche al *Generatore di Ritardo*, che è un multivibratore monostabile mediante il quale è possibile introdurre un ritardo temporale variabile δ rispetto all'impulso trigger.

A questo punto è ben individuato l'istante iniziale dell'impulso che deve essere generato.

Vale la pena osservare che, dato un impulso di determinate caratteristiche temporali (tempi di salita e di discesa, durata) qualora si intervenga sulla sua ampiezza possono succedere due cose: o si mantiene costante l'inclinazione dei due fronti e allora variano i corrispondenti tempi di salita e di discesa fig. 1.70.*a*), oppure sono questi ultimi che si mantengono costanti e quindi ciò che si modifica è l'inclinazione dei fronti (fig. 1.70.*b*). Per molti motivi è preferibile questa seconda situazione e vi sono Generatori d'Impulsi nei quali ciò è stato ottenuto.

Il *Generatore di Durata* è anch'esso un multivibratore monostabile simile al precedente: regolandolo si attribuisce all'impulso la durata voluta, che rimane costante anche se varia la cadenza.

Al blocco successivo (*Generatore di Pendenza*) giunge o l'uscita del G. di D., oppure direttamente l'onda quadra del G. di C. o altrimenti un eventuale segnale di tipo impulsivo proveniente dall'esterno. Qui vengono regolati i fronti di salita e di discesa dell'impulso in modo che i tempi corrispondenti siano i più adatti alla particolare applicazione; poiché questi fronti sono ottenuti caricando e scaricando condensatori con correnti costanti, si capisce come, variando i condensatori e le correnti, si possano variare le inclinazioni dei fronti (1).

L'impulso così già formato viene avviato infine all'amplificatore d'uscita, che ne regola l'ampiezza e l'eventuale livello di continua. Molto spesso gli amplificatori d'uscita sono due, uno che forma l'impulso positivo, l'altro l'impulso negativo.

L'*impedenza d'uscita* più comune è di 50 Ω. Un valore così basso è dettato dall'esigenza di rendere

(1) Questa possibilità di regolazione è molto utile per diverse misure: quando l'impulso debba essere utilizzato per prove su dispositivi magnetici, come per es. nuclei di memorie magnetici, la risposta dipende in modo notevole da questi fronti ed è quindi opportuno poterne regolare l'inclinazione al valore ottimale.

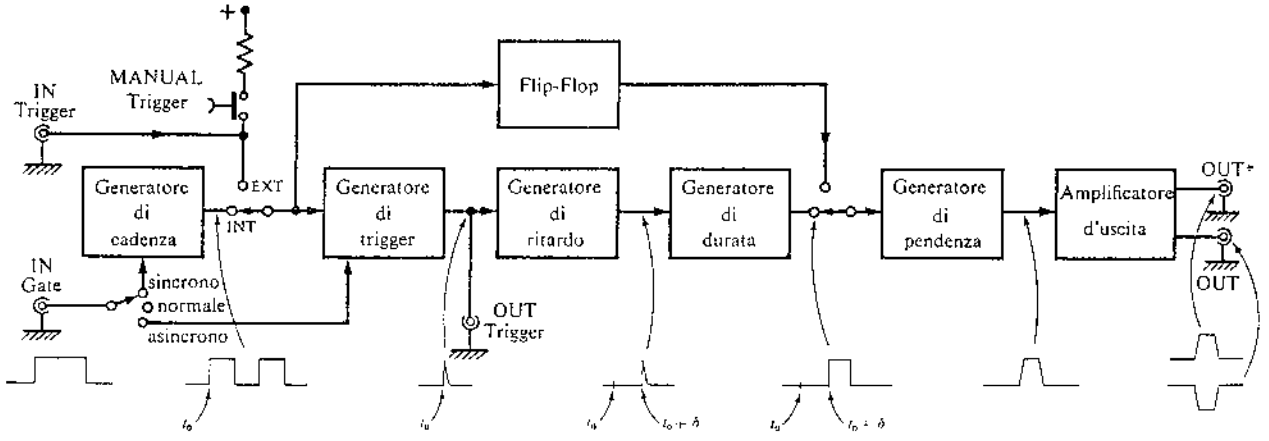


Figura 1.69. Schema a blocchi semplificato di un Generatore d'Impulsi.

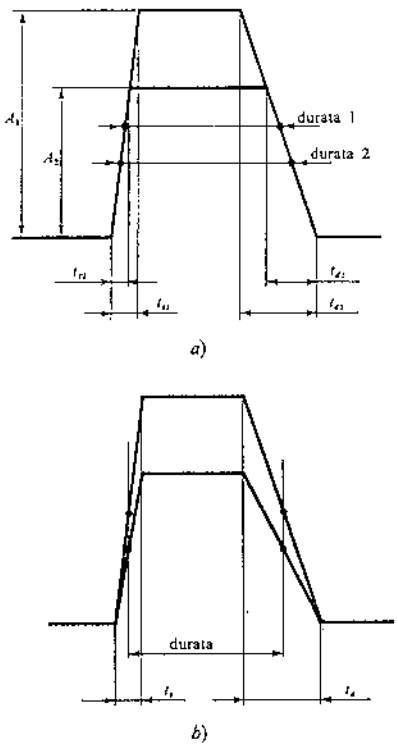


Figura 1.70. Variazione dell'ampiezza di un impulso: *a*) ad inclinazione costante; *b*) a tempi di salita e discesa costanti (per semplicità considerati tra 0 e 100%).

trascurabile l'influenza delle capacità parassite all'uscita. Infatti, per segnali con tempi di transizione molto brevi, è necessario che il circuito d'uscita abbia una costante di tempo $R_{eq}C_p$ molto piccola. Una scelta di questo tipo non consente di avere ampiezze molto elevate all'uscita, tranne in alcuni tipi appositamente realizzati per alte potenze.
Si tenga presente che è della massima importanza che, soprattutto con forme d'onda molto veloci, l'uscita dell'impulsatore sia ben adattata sui 50 Ω. Se ciò non si realizza, anche piccolissimi parametri parassiti capacitivi o induttivi possono essere sufficienti a causare riflessioni di entità inimmaginabili, tali da degradare notevolmente la forma dell'impulso e la precisione ed il significato delle misure in corso.

Altre possibilità

La spiegazione precedente del funzionamento del Generatore d'Impulsi è stata piuttosto sommaria. Può essere sufficiente per strumenti semplici costruttivamente, economici e di limitate possibilità. Ma, accanto a questi, ve ne sono altri che hanno come obiettivo principale l'eccellenza delle prestazioni e la versatilità d'impiego.
Non si ha qui la pretesa di prendere in considerazione tutte le possibilità di funzionamento, anche perché variano da strumento a strumento e quindi in ogni caso non si eliminerebbe la necessità di una accurata lettura del manuale dello strumento. Tuttavia sembra utile illustrare alcuni degli aspetti più tipici e interessanti.

a) *Doppio impulso*

L'impulso all'uscita del G. di T., oltre ad essere avviato all'ingresso del G. di R., può anche essere fatto pervenire direttamente alla sua uscita (fig. 1.71.*a*): in tal modo in questo punto si vengono a trovare due impulsi, uno sincrono con quello di ingresso ed uno ritardato di δ.
Questa possibilità viene sfruttata, per es., per misurare la risoluzione di un contatore elettronico.

b) *Trigger esterno*

In questo modo di funzionamento il G. di C. è escluso. Possono essere introdotti dall'ingresso per il Trigger o singoli impulsi o segnali periodici con funzione di temporizzazione al posto dell'onda quadra del G. di C. Oppure possono essere generati manualmente, premendo un bottone, impulsi trigger con la cadenza desiderata.

c) *Gate*

Vi sono due possibilità. Vi è il *Gate sincrono*, nel quale il G. di C. non oscilla finché non giunge il

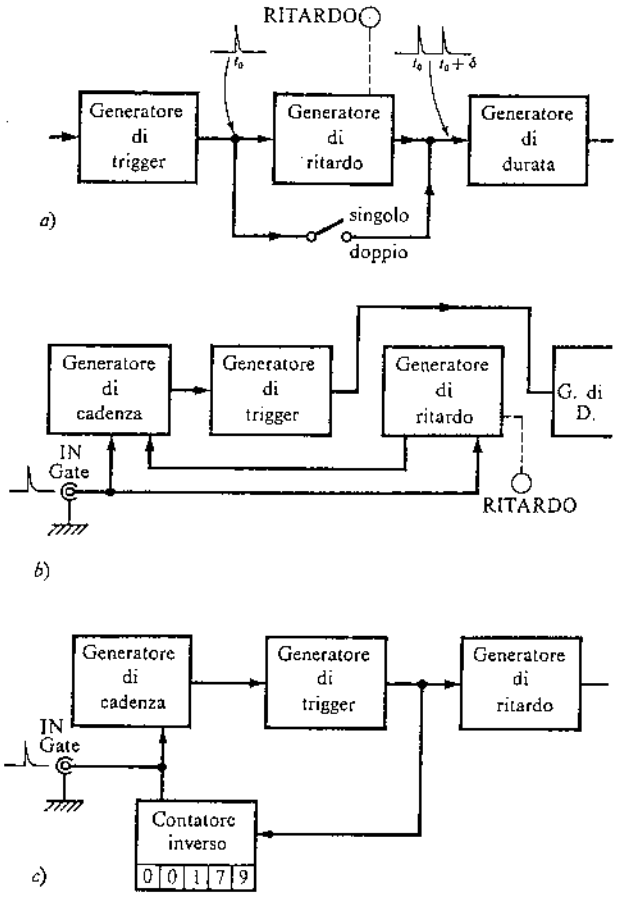


Figura 1.71. Ulteriori possibilità di funzionamento del Generatore d'Impulsi: *a*) Doppio Impulso; *b*) Burst a tempo; *c*) Burst contato.

fronte d'attacco di un gate esterno. L'oscillazione continua finché non sopraggiunge il fronte d'uscita del gate.
Nel *Gate asincrono* invece, il G. di C. oscilla continuamente, ma se non arriva un gate esterno, la sua oscillazione non viene sentita dal G. di T. e quindi non può procedere oltre. L'oscillazione ha quindi una durata pari a quella del gate esterno, ma non vi è alcun nesso tra il fronte d'attacco e l'inizio di un periodo.

d) *Burst*

Anche per il Burst vi sono due possibilità. Vi è il *burst a tempo*, che è assai simile al gate, solo che viene comandato da un impulso esterno e la sua durata dipende dal G. di D. Nella fig. 1.71.*b* si vede che l'impulso applicato all'ingresso gate ha la stessa funzione del fronte d'attacco del gate: cioè fa partire il G. di C. Inoltre viene applicato anche all'ingresso del G. di R.: l'impulso che si ottiene in uscita dopo un certo intervallo di tempo (regolabile) viene riportato ad interrompere l'oscillazione del G. di C. e quindi ha la stessa funzione del fronte d'uscita del gate.
Appare chiaro che nel burst a tempo viene fissata la durata δ del burst, mentre il numero di impulsi contenuti in δ dipende dalla frequenza del G. di C.
Per talune applicazioni, come per es. per misure su circuiti di conteggio, è invece più importante che il burst contenga un numero prefissato di impulsi e la cui durata risulti poi legata alla frequenza del G. di C.
Per ottenere questo, che viene chiamato *burst contato*, negli impulsatori più recenti si ricorre ad un sistema come quello riportato nella fig. 1.71.*c*. In un commutatore numerico a decadi viene impostato il numero di impulsi di cui il burst deve essere composto. Il G. di C. viene messo in azione da un trigger esterno mentre gli impulsi in uscita dal G. di T. vengono inviati all'uscita ed anche ad un contatore che, a partire dal numero impostato, procede nel conteggio al contrario, finché, quando arriva ad azzerarsi, emette un impulso che blocca il G. di C.

e) *Onda quadra*

Il segnale generato dal G. di C. viene in taluni impulsatori inviato ad un flip-flop, alla cui uscita si ha quindi un'onda quadra ma con frequenza dimezzata. Questo segnale viene portato in uscita e avviato direttamente al G. di P. saltando il G. di R. e il G. di D. (fig. 1.69.).
Questo modo di funzionamento può essere scelto assieme al modo Gate o al Burst, ma in questo caso il numero di periodi d'onda quadra, contenuti nel gate o nel burst rispettivamente, è solo metà del numero di trigger contati. Inoltre, se si vuole che alla fine del gate o del burst l'uscita termini allo stesso punto da cui era iniziata, sia il gate che il burst debbono essere rapportati ad un numero pari di trigger.

Particolari circuitali

a) *Generatore di Cadenza*

Si è già detto che può essere realizzato con un multivibratore astabile ad accoppiamento di emettitore, oppure nei tipi più recenti e per frequenze più elevate, con un *generatore di onda quadra e triangolare*. Di questo circuito si è già parlato a proposito del Generatore di Funzioni. Ci si limita qui a riportarne uno schema (fig. 1.72.).

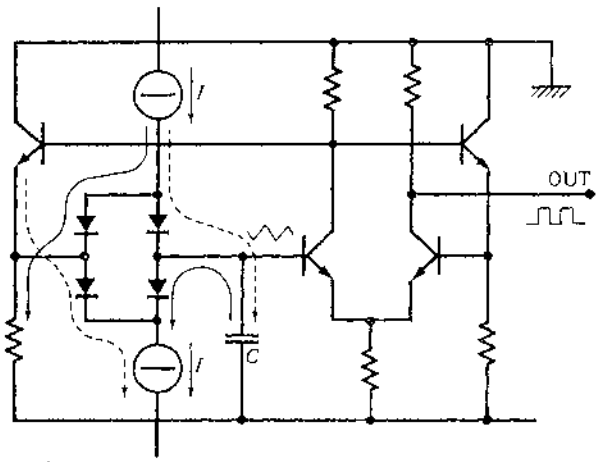


Figura 1.72. Schema di generatore di onda triangolare e quadra. Le correnti a tratto continuo sono quelle di scarica, a tratto interrotto di carica.

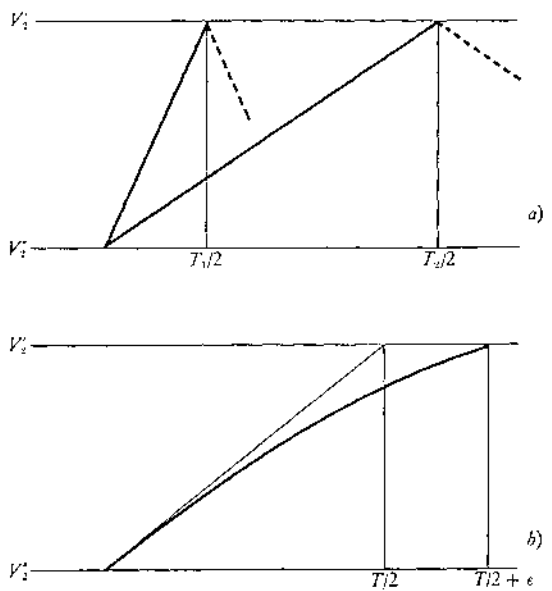


Figura 1.73. *a*) Ricordando che l'inclinazione della rampa vale I/C, si capisce come grandi capacità e piccole correnti consentano di ottenere lunghi tempi di integrazione (grandi periodi).
b) La non linearità della rampa introduce un errore ε nella individuazione del periodo.

Nella realizzazione del G. di C. si incontrano difficoltà quando si debba scendere ai valori molto bassi di frequenza (qualche centesimo di Hz) necessari per talune applicazioni. Per ottenere i periodi più lunghi, nell'integratore viene inserito il condensatore di capacità maggiore e poi lo si carica mandandogli una corrente molto piccola. In tal modo la rampa, per passare dalla soglia inferiore a quella superiore, impiegherà appunto un tempo lungo (fig. 1.73.*a*).
La difficoltà nasce dal fatto che condensatori di valore così elevato di capacità hanno normalmente dei tang δ di elevato valore e quindi delle correnti di perdita dello stesso ordine di grandezza della corrente che li deve caricare. Ciò comporta l'insorgere di non linearità nella forma d'onda in uscita all'integratore e quindi in definitiva, di irregolarità nella frequenza generata (fig. 1.73.*b*).
Si elimina questo inconveniente ricorrendo ad un circuito denominato *moltiplicatore di capacità* (fig. 1.74.), attraverso il quale viene fatta passare la maggior parte (98% circa) della corrente erogata dal generatore di corrente, riducendo così proporzionalmente gli effetti della corrente di perdita.

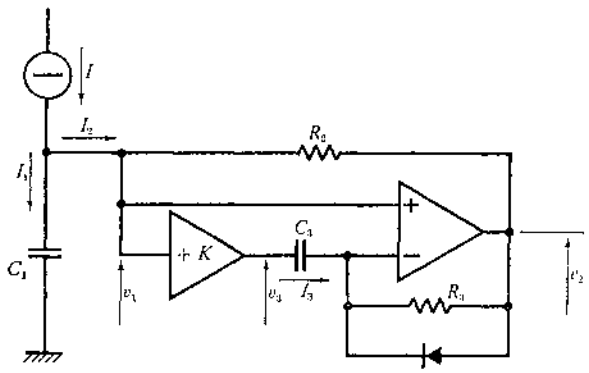


Figura 1.74. Circuito moltiplicatore di capacità.

Infatti ai capi del resistore R_2 che riceve la corrente I_2, l'operazionale provvede a mantenere, con azione boostrap, una tensione costante, per cui anche I_2 rimarrà sempre costante. La tensione ai capi di R_2 viene aggiustata dal circuito derivatore R_3C_3 in modo che la tensione all'ingresso invertente dipenda dall'inclinazione della rampa: ciò è garanzia di buona linearità della stessa.
Si osservi più da vicino il funzionamento: poiché $I_1 = C_1(\mathrm{d}v_1/\mathrm{d}t)$, si avrà che $v_3 = Kv_1$ e quindi

$$\frac{\mathrm{d}v_3}{\mathrm{d}t} = K\frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t}.$$

Ma poiché in un operazionale retroazionato la tensione tra gli ingressi può essere considerata nulla, si potrà scrivere che l'inclinazione della tensione ai capi di C_3 vale:

$$\frac{\mathrm{d}v_3}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t} = K\frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t} = (K-1)\frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t}$$

e quindi

$$I_3 = C_3(K-1)\frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t}.$$

Ma essendo

$$v_2 = v_1 - R_3 I_3 = v_1 - R_3 C_3(K-1)\frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t}$$

risulta:

$$I_2 = \frac{v_1 - v_2}{R_2} = \frac{R_3}{R_2}C_3(K-1)\frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t} = C_2\frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t}$$

ovvero tutta la parte di circuito che assorbe la corrente I_2 è equivalente ad un condensatore di capacità

$$C_2 = \frac{R_3}{R_2}(K-1)C_3.$$

Infine

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_3}{R_2}(K-1)\frac{C_3}{C_1}.$$

Se si dimensionano le cose in modo che $I_2 = mI_1$ con m grande $40 \div 60$, risulta $I_1 = I/(m+1)$ in modo che per il generatore di corrente la capacità C_1 appare come fosse $(m+1)$ volte più grande e la corrente di perdita interviene con una influenza $(m+1)$ volte più piccola.
Il diodo in parallelo alla R_3 serve come via a bassa resistenza per la scarica di C_3.

b) *Ampiezza-Livello*

Come si è già accennato, la regolazione ampiezza-livello all'uscita potrebbe sembrare una cosa molto semplice, ottenuta regolando i livelli di intervento di due circuiti di limitazione (fig. 1.70.*a*).
Un metodo come questo, però, al variare della ampiezza, mantiene costanti le inclinazioni dei fronti e quindi sono i tempi di transizione che variano. Poiché in genere è preferibile che avvenga il contrario, si sono studiati metodi diversi, uno dei quali viene illustrato qui di seguito (fig. 1.75.). In sostanza l'ampiezza picco a picco viene determinata dal sistema di amplificatori e attenuatori, mentre la linea base viene regolata da una tensione dc che viene sommata all'uscita. Mediante il potenziometro vengono imposti separatamente il livello superiore e quello inferiore d'uscita. La differenza tra le tensioni individuate è utilizzata per determinare l'ampiezza dell'impulso e va quindi a regolare uno o più stadi di attenuazione. La somma delle tensioni è invece usata per individuare il livello dc che viene sommato al segnale d'uscita tramite una rete che disaccoppia i circuiti del livello che, portando capacità

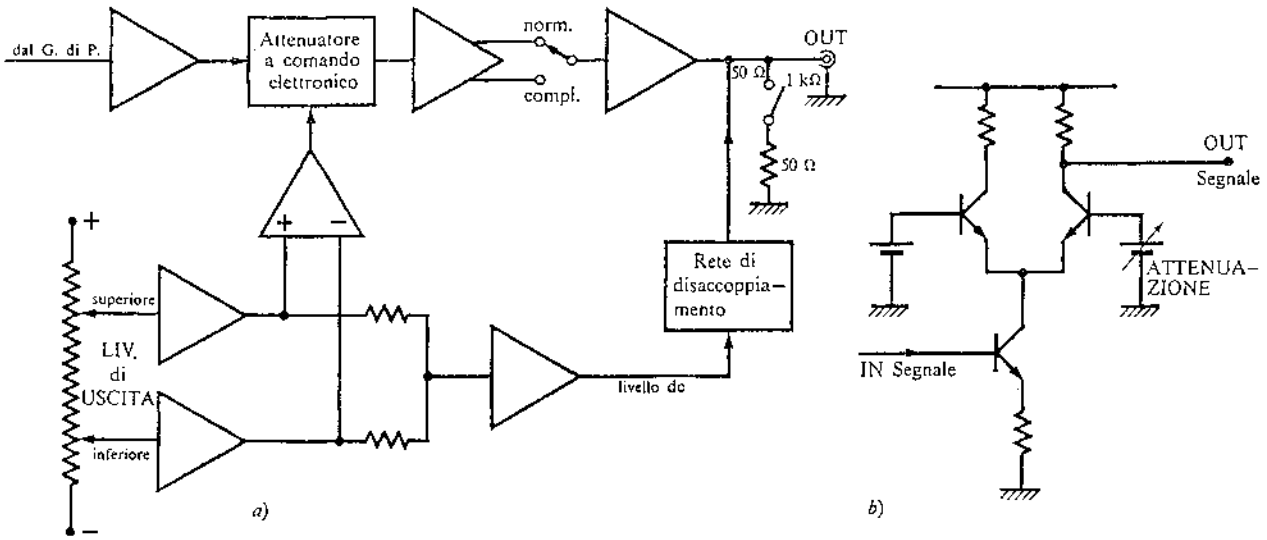


Figura 1.75. Sistema di controllo Ampiezza-Livello: *a*) schema semplificato; *b*) attenuatore a comando elettronico.

all'uscita, potrebbero modificare i tempi di transizione.
Un sistema di questo tipo è piuttosto semplice costruttivamente e, nello stesso tempo, consente una notevole flessibilità. È però necessario disporre di *attenuatori a comando elettronico.* Un circuito che si presta a questa bisogna è quello riportato nella fig. 1.75.*b*: si tratta di un amplificatore di tipo differenziale con generatore di corrente sugli emettitori. Il segnale viene avviato in base al transistore che funge appunto da generatore di corrente. Variando la polarizzazione di uno dei due transistori del differenziale si varia il rapporto tra le correnti in cui si suddivide quella generata dal generatore di corrente e cioè si varia il segnale che è prelevabile su di un collettore.

2.6. Generatore d'onda quadra

È sostanzialmente una sorgente di segnale ad onda quadra con frequenza di ripetizione tra 1 Hz e 1 MHz (talvolta anche oltre). L'impedenza d'uscita, *quando è bassa (50 o 75 Ω), consente di avere tempi di transizione molto brevi (infatti le capacità parassite si trovano così associate a circuiti a bassa costante di tempo)*, però in tal caso ciò si riflette in un'ampiezza massima in uscita di pochi volt.
Quando invece non siano necessari tempi di transizione molto brevi, l'impedenza d'uscita può essere di 600 Ω ed in tal caso anche l'ampiezza del segnale può essere più elevata.
Nei modelli di maggior pregio è anche prevista la possibilità di ottenere l'onda rettangolare, ovvero, mediante il controllo di simmetria, di variare il *ciclo di lavoro* del segnale generato tra due limiti (massimo e minimo) percentuali, senza peraltro che vari il valore della frequenza imposta.

Principio di funzionamento

Lo strumento è costituito dal blocco *Generatore di Cadenza* che può essere un multivibratore astabile (in genere ad accoppiamento di emettitore) ed in tal caso la frequenza viene controllata agendo su una resistenza ed una capacità per ottenere una variazione fine o a scatti rispettivamente (fig. 1.76.).
Nei tipi più recenti si utilizza molto spesso invece un *Generatore di onda quadra e triangolare*, di cui si è già detto nei paragrafi precedenti e che consente tra l'altro di intervenire in modo molto semplice sulla frequenza (a scatti e fine) e sulla simmetria senza che i due controlli interagiscano.
Vi è un ingresso al quale si può applicare un segnale di sincronizzazione di tipo impulsivo o sinusoidale di frequenza un poco maggiore di quella imposta

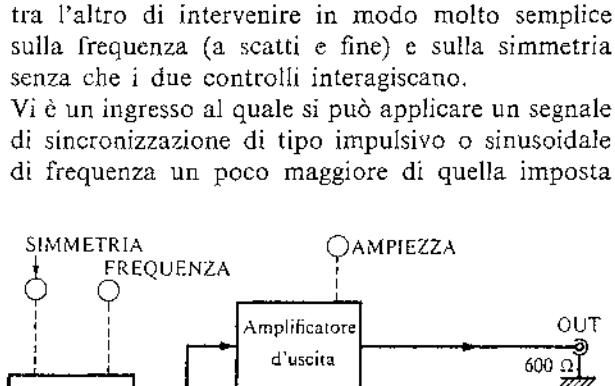


Figura 1.76. Schema a blocchi generale di Generatore d'Onda Quadra.

sul quadrante dello strumento. Il segnale di sincronizzazione, dopo essere stato condizionato in un circuito formatore d'impulsi, perviene al Generatore di Cadenza per modificarne la frequenza anticipando artificialmente gli attimi di commutazione.
Vi sono poi gli *Amplificatori d'uscita*, la possibilità di *regolazione dell'ampiezza* con o senza *attenuatore* a scatti ed anche un'uscita alla quale il segnale generato arriva dopo essere stato derivato e quindi sotto forma di stretti impulsi (positivi o negativi) che possono servire a sincronizzare circuiti esterni.

2.7. Prestazioni, specifiche e modi d'uso dei generatori di segnali

Si danno qui di seguito le definizioni delle prestazioni e le specifiche dei G. di S., riportando insieme quelle degli Oscillatori, dei G. di S. per alta frequenza e dello Sweep, seguite poi dalle caratteristiche peculiari del Sintetizzatore ed infine da quelle del Generatore di Funzioni, dell'Impulsatore e del Generatore di Onda Quadra.
Le definizioni di prestazioni comuni a vari strumenti verranno proposte una sola volta di mano in mano che si incontreranno, senza ripeterle però in seguito, riportandone quindi soltanto la corrispondente specifica.

GENERATORI DI SEGNALI

Caratteristiche di frequenza

Campo di frequenza (1 Hz÷2 MHz) in B.F.; (10÷520) MHz in R.F.

È l'intervallo entro il quale il Generatore può fornire il segnale mantenendo le specifiche del costruttore. Per un quadro generale dei campi più comuni, ci si riferisca alla fig. 1.31.
In B.F. i campi di frequenza sono costituiti da parecchie decadi, invece in R.F. le decadi sono molto meno.

Stabilità di frequenza (0,01%)

È l'attitudine del G. di S. a mantenere costante la frequenza del segnale generato al valore prescelto, indipendentemente da variazioni di grandezze o condizioni ambientali che influiscono sul funzionamento.
La specifica più comune è quella espressa in % ed è comprensiva di tutte queste cause. Altre volte invece il costruttore fornisce specifiche espresse più analiticamente, attribuendo a ciascuna causa l'entità della variazione, per es.:

- *0,01% per variazioni della rete del ±10%;*
- *±100 ppm/°C per variazioni della temperatura ambiente;*
- *±10 ppm/min al passare del tempo (deriva).*

Quando invece il costruttore non fornisce questa specifica, significa che può essere ritenuta trascurabile rispetto alla *Precisione di frequenza*.
Dal punto di vista della stabilità le prestazioni più modeste sono quelle fornite dagli oscillatori *RC* (fra i quali quello a ponte di Wien è di gran lunga il migliore) seguiti da quelli a *LC* ed infine dagli oscillatori quarzati (1).
Un discorso a parte merita questa prestazione nei Sintetizzatori, in quanto è una delle loro caratteristiche fondamentali.

Precisione di frequenza (±2%)

Con essa si indica la precisione di lettura della frequenza d'uscita.

Distorsione *(0,2÷200) kHz 0,1% (— 60 dB)*
(4÷200) Hz 0,2% (— 54 dB)
(0,2÷2) MHz 1% (— 40 dB)
ronzio e rumore < 0,01% dell'uscita

È la presenza, nel segnale d'uscita, di componenti a frequenze diverse da quella prescelta. Può essere armonica se di frequenza multipla o sottomultipla della frequenza utile, può essere rumore, se non vi è alcuna relazione, oppure ronzio, legato alla frequenza della rete.
È dannosa perché risulta in una degradazione della forma sinusoidale (*purezza*) e perché nelle misure di distorsione (vedi) si aggiunge a quella del circuito di prova.
Le specifiche tipiche in B.F. sono quelle indicate sopra. In alta frequenza più spesso, sotto la denominazione di *Purezza Spettrale* vengono indicate le seguenti caratteristiche:

- *Armoniche*, come sopra espresse, però in dB di attenuazione rispetto alla portante (*> 30 dB sotto la portante da 0,5 a 512 MHz*).
- *Uscite spurie*, rumore e disturbi vari esclusi i successivi (*> 100 dB sotto la portante da 0,5 a 512 MHz*).
- *Residuo AM*, modulazione in ampiezza della portante causate dal rumore e ronzio (*> 85 dB*), misurato il valore *RMS* e rapportato alla portante ed espresso in dB.
- *Residuo FM*, modulazione di frequenza causata dal rumore e ronzio ed espressa in Hz di deviazione (*< 5 Hz da 0,5 a 512 MHz*).

Caratteristiche d'uscita

Ampiezza (100 mW; 7,5 V_{eff} su 600 Ω, 15 V_{eff} a vuoto)

È indicata in modi diversi, in potenza o in tensione (a volte *p-p* ma più spesso in efficace) e riferita al valore del carico. In genere il carico considerato è

(1) Con quarzi termostatati si ottengono prestazioni molto spinte di stabilità come 10^{-9} parti/24 h.

quello di valore pari all'impedenza d'uscita del generatore (tipicamente 50 Ω, 75 Ω e 600 Ω), in quanto in queste condizioni la potenza erogata è la massima. Infatti dalla fig. 1.77. si vede che la potenza erogata al carico vale:

$$P_u = \frac{V_u^2}{R_L} = V_0^2 \frac{R_L}{(R_0 + R_L)^2}$$

e derivando rispetto a R_L ed eguagliando a zero si vede che P_u è massima quando $R_0 = R_L$ (1). Si vede anche che in queste condizioni $V_u = 1/2\,V_0$, mentre se R_L tende all'∞, $V_u = V_{u\,max} = V_0$ e la potenza erogata al carico è nulla (fig. 1.77.*b*).
Quando però si superino le B.F. è necessario considerare anche gli elementi reattivi nel circuito della fig. 1.77.*a*. In tal caso uno studio analogo al precedente porta alla conclusione che *un perfetto adattamento richiede che* Z_0 *e* Z_L *siano complesse coniugate.*

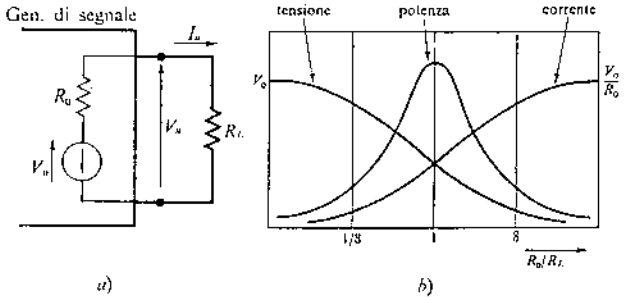


Figura 1.77. Adattamento di carico: *a*) circuito; *b*) influenza su V_u, I_u, P_u.

Una cura particolare va posta nel collegamento del generatore al carico. Alle frequenze più basse il collegamento può avvenire anche tramite conduttori non schermati, a patto che il segnale utile sia sufficientemente elevato perché la presenza di eventuali disturbi (rete, R.F., ecc.) non sia apprezzabile.
Si consigliano comunque cavi schermati, che del resto risultano indispensabili in alta frequenza dove, oltre al problema accennato vi è anche il pericolo di radiazioni del segnale nello spazio circostante.
Anche con collegamenti schermati in R.F. esiste ancora il problema del perfetto adattamento, in mancanza del quale avvengono riflessioni e quindi l'instaurarsi di un regime d'onda stazionaria che modifica al carico la condizione di livello imposta dall'operatore. A tal fine occorre che il cavo abbia una impedenza caratteristica pari a quella d'uscita del generatore e del carico.

---

(1) $P_u = V_0^2 \dfrac{1}{R_0^2/R_L + 2R_0 + R_L}$

e, trovando il minimo del denominatore:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}R_L}\left(\frac{R_0^2}{R_L} + 2R_0 + R_L\right) = -\frac{R_0^2}{R_L^2} + 1 = 0\,.$$

Stabilità d'ampiezza

È l'attitudine del generatore a mantenere un livello d'uscita costante al passare del tempo e per variazioni delle condizioni ambientali e della frequenza. Quando l'instabilità è inferiore all'errore di lettura del livello, viene conglobata in questa specifica; altre volte in quella di linearità (*flatness*) dell'amplificatore con la frequenza.
Spesso il costruttore non indica questa specifica per strumenti con oscillatore a ponte di Wien in quanto presentano ottima stabilità d'ampiezza, ritenendo lo strumento di prestazioni superiori a quelle normalmente richieste. Viceversa altre volte, qualora voglia accentuare questo aspetto positivo, fornisce una serie di specifiche per ogni possibile causa di variazione.
Per gli strumenti con oscillatori *LC* spesso questa specifica viene ignorata per motivi opposti, cioè a causa della scarsa stabilità d'ampiezza.
In ogni modo una specifica frequente è,

- *stabilità:* $\pm 1\%$ *per mese,* $(20 \div 30)\,°C$;
- *flatness:* 2% *da 100 Hz a 5 MHz,* 3% *da 10 a 100 Hz;*
- *precisione:* $\pm 0{,}25\%$ *nella portata* $(3 \div 1)\,V$; $\pm 0{,}75\%$ *da* $0{,}3\,V \div 0{,}3\,mV$; $\pm 1{,}75\%$ *nella portata 0,1 mV.*

Attenuazione $(0 \div 120 \pm 0{,}25)\,dB$

Riguarda le caratteristiche dell'attenuatore d'uscita (quando c'è) e si riferiscono al campo dell'attenuazione (generalmente espressa in dB) ed alla precisione (in % o in dB).
In R.F. le possibilità di intervenire con attenuatori a scatti sono generalmente assai numerose rispetto alle B.F.

Uscita bilanciata

In taluni generatori è prevista la possibilità di avere uscita bilanciata, cioè nessuno dei due terminali è collegato a massa, ma presentano potenziali uguali e opposti rispetto ad essa. In tal modo si possono eccitare circuiti fuori massa.

Caratteristiche di modulazione

I Generatori di Segnali prevedono, come si è visto, la possibilità di presentare in uscita un segnale modulato in AM e/o FM ed in alcuni casi anche ad impulsi.
Per ciò che riguarda l'AM, un tipico valore di modulante interna è 1 kHz, con possibilità di regolare l'indice di modulazione. Altrimenti con segnale dall'esterno in tutta la gamma audio.
Per l'FM si ha una deviazione tipica di 75 kHz con una distorsione inferiore per es. al 3%.
La modulazione a impulsi avviene normalmente con segnale esterno ed è importante conoscere alcune

caratteristiche dei circuiti di modulazione, e cioè tempi di salita e di discesa, frequenza di ripetizione degli impulsi, minima durata dell'impulso, minimo rapporto tra le ampiezze ON/OFF della modulante. Oltre a questi, che sono gli aspetti desiderati della modulazione, vi sono quelli parassiti,

– *AM incidentale*, è la modulazione d'ampiezza generata durante la modulazione di frequenza, espressa in % di AM per una FM di deviazione indicata (*1% di AM per 30 kHz di deviazione di frequenza*);

– *FM incidentale*, è la modulazione di frequenza generata durante la AM e viene indicata in Hz di deviazione per un valore indicato di AM (< *200 Hz per una AM del 30%*).

Caratteristiche di sweep

Linearità di sweep

Specifica spesso non fornita per le difficoltà di esprimerla. Considerata la legge teorica tra la tensione in ingresso al VCO e la frequenza che ne risulta, ne rappresenta lo scostamento massimo, e si indica in Hz.

Velocità di sweep

È il tempo necessario al segnale in uscita a portarsi dalla f_{min} alla f_{max} (*da 0,01 a 100 s*). I tempi più lunghi si utilizzano per l'uso dello sweep unitamente ad un registratore *XY*. Viceversa per l'uso con oscilloscopi non a memoria.

Larghezza (width) di sweep

Indica la possibile escursione di frequenza ed è generalmente accompagnata dalla specifica di *precisione* che indica l'errore che si compie nella sua impostazione.

Caratteristiche particolari dei sintetizzatori

Oltre a quelle viste precedentemente è opportuno prendere in esame alcune specifiche che sono particolari di questo strumento a causa del suo principio di funzionamento.

Uscite spurie (70 dB sotto la portante)

Sono segnali indesiderati all'uscita con frequenza non legata armonicamente al segnale utile, ma dipendenti dalla rete e dalle frequenze fondamentali generate nell'unità pilota o nell'anello delle frequenze di riferimento.

Stabilità di frequenza

Data l'importanza di questa specifica nei sintetizzatori è opportuno introdurre a questo punto alcune considerazioni di carattere generale.

Se il segnale generato avesse una stabilità perfetta, lo si potrebbe rappresentare con la

$$v = V \operatorname{sen}(\omega t + \varphi) = V \operatorname{sen} \psi(t) \qquad (1.35.)$$

dove sia ω che φ sono rigorosamente costanti. La frequenza del segnale si ottiene dalla

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi}{dt} \qquad (1.36.)$$

Nel caso di un segnale non perfettamente stabile, si può sempre considerare costante ω, ma non più φ che risulterà allora $\varphi(t)$: ne consegue una variazione di frequenza

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} \qquad (1.37.)$$

La specifica riguardante la stabilità di frequenza può essere fornita in modo analitico:

– *Stabilità a lungo termine*; rappresenta la stabilità di frequenza in un intervallo di tempo sufficientemente lungo ed è praticamente la stessa del campione di frequenza. Nel caso di oscillatori a cristallo termostatati si raggiungono valori di $\Delta f/f$ compresi tra 10^{-9} e 10^{-10} al giorno. Con campioni atomici si raggiungono stabilità migliori di due o tre ordini di grandezza.

– *Stabilità a medio termine*; se si considera un intervallo di tempo meno lungo, possono influire sul valore della frequenza in uscita le escursioni termiche. Per es., i circuiti selettivi, se non sono perfettamente compensati provocano una variazione di fase che, se interviene una operazione di moltiplicazione per n, risulta all'uscita n volte maggiore e quindi può dar luogo ad una variazione di frequenza non trascurabile (si consideri la (1.37.)). Tale variazione assoluta (o errore di frequenza) normalmente non dipende dal valore della frequenza e quindi la stabilità (in termini relativi) risulterà più scadente al diminuire della frequenza (per es. $5{,}4 \cdot 10^{-10}$ a 100 kHz, $5{,}4 \cdot 10^{-9}$ a 10 kHz). Naturalmente queste deviazioni rispetto al valore della frequenza risultano in più ed in meno e quindi danno contributo nullo nel lungo intervallo di tempo.

– *Stabilità a breve termine*; rappresenta l'instabilità di frequenza del segnale entro intervalli di tempo brevi (< 1 s). Questo tipo di specifica non viene però in genere dato dal costruttore che invece preferisce fornirla tramite la specifica:

– *Rapporto segnale-rumore di fase (integrato) (signal to phase-noise ratio)* che è un modo diverso di misurare lo stesso fenomeno. Infatti una variazione di fase del segnale provoca una variazione di frequenza che costituisce una modulazione e quindi risulterà in un segnale con uno spettro simmetrico le cui bande

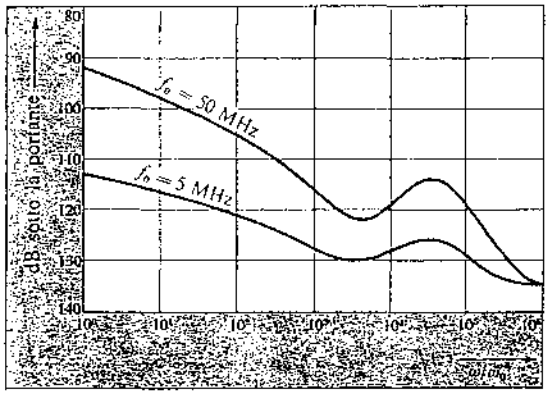


Figura 1.78. Esempio tipico di densità di rumore di fase.

laterali sono dovute ai disturbi. Trattandosi di una modulazione parassita lo spettro tende ad esaurirsi rapidamente allontanandosi dalla portante. I costruttori forniscono normalmente il valore efficace delle bande laterali in un campo di frequenza di 30 kHz attorno alla portante, escluso un intervallo di ± 1 Hz centrato sulla portante stessa (per es. >50 dB).
Questo può essere visualizzato in un diagramma nel quale vengono riportate le misure fatte con banda stretta (1 Hz) con regolarità allontanandosi dalla portante. In tal modo si perviene ad una *densità di rumore di fase* in funzione dello scostamento dalla portante. In fig. 1.78. sono riportate due curve per diversi valori della portante: si vede chiaramente che il rumore è maggiore quando cresce la frequenza perché ciò è ottenuto mediante moltiplicazione di frequenza che comporta un aumento proporzionale delle bande laterali di rumore.

Tempo di risposta (switching speed) (< 800 μs per portarsi a meno di 50 Hz dal valore finale di f)

Riveste particolare importanza qualora lo strumento faccia parte di un sistema automatico di misura asservito ad un computer *e quindi debba rispondere ad una successione rapida di comandi.* Rappresenta il tempo che intercorre tra l'attimo di partenza del comando ed il raggiungimento di una condizione in uscita prossima a quella di regime per ciò che concerne frequenza, ampiezza, ecc. Normalmente il dato preso a riferimento è però soltanto la frequenza, per cui la specifica risulta come quella indicata.
È proprio questa specifica che differenzia gli strumenti basati sulla sintesi diretta da quelli a sintesi indiretta. I primi sono infatti più veloci di almeno un ordine di grandezza, in quanto hanno contemporaneamente disponibili tutte le frequenze componenti la sintesi, mentre i secondi richiedono la generazione della frequenza voluta tramite operazioni di sintonia, di aggancio di fase, ecc. che avvengono dopo un certo numero di periodi della frequenza di riferimento.

GENERATORE DI FUNZIONI

Forme d'onda d'uscita

Sinusoidale, quadrata, triangolare, ±rampa, impulsi, AM, FM, sweep, trigger, gate.

Caratteristiche di frequenza

Campo di frequenza (0,1 Hz ÷ 10 MHz)

Precisione di lettura (5% del f.s.)

Tempi di salita e discesa (≤ 20 ns)

Sono gli intervalli di tempo che le funzioni con transizioni impiegano a passare dal 10% al 90% del valore finale (per il tempo di salita) e dal 90% al 10% in quello di discesa.

Aberrazioni (≤ 10%)

Irregolarità d'ampiezza della forma d'onda in corrispondenza di brusche variazioni (vedi specifiche del Generatore d'impulsi).

Errore di linearità (dell'onda triangolare) *(< 1% a 100 Hz)*

Scostamento massimo in % della forma d'onda rispetto all'andamento rettilineo teorico.

Simmetria (80:20:80 ad 1 MHz)

Possibilità di variare il ciclo di lavoro.

Distorsione dell'onda sinusoidale (< 0,5% T.H.D. da 10 Hz a 50 kHz; > 30 dB sotto la fondamentale da 50 kHz a 10 MHz)

Caratteristiche d'uscita

Impedenza d'uscita (50 Ω±10%)

Ampiezza (20 $V_{p\text{-}p}$ a vuoto; 10 $V_{p\text{-}p}$ su 50 Ω)

Linearità (sinusoide) *(3% da 10 Hz a 100 kHz a piena uscita; 10% da 100 kHz a 10 MHz)*

Attenuatore a scatti e fine da 0 a 60 dB (±5%)

Uscita del sincronismo

Segnale quadrato disponibile ad una apposita uscita per scopi di sincronizzazione:

- *Impedenza, 50 Ω±10%.*
- *Ampiezza, 1 $V_{p\text{-}p}$ a vuoto.*
- *Ciclo di lavoro variabile con la simmetria.*

Livello di continua (dc offset) (±10 V)

Possibilità di avere una componente continua sovrapposta alla forma d'onda d'uscita, variabile con continuità.

Caratteristiche di modulazione

Tipi

Interna o esterna AM, FM, Sweep lin. e log., trigger, gate, burst.

Forma d'onda modulante

Sinusoidale, quadrata, triangolare, rampa, impulsi (a simmetria variabile).

Campo di frequenza (0,01 Hz÷10 kHz)

Ampiezza (1 $V_{p\text{-}p}$ su 10 kΩ)

Caratteristiche di AM

Indice di modulazione *0÷100%*; campo di frequenza con modulazione esterna, *0÷1 MHz.*

Caratteristiche di FM

Deviazione *da 0÷±5% (in interno)*; campo di frequenza (esterno) *dalla continua a 50 kHz.*

Caratteristiche di sweep

Larghezza (*width*) di sweep *100:1 in ogni portata*; frequenza di ripetizione (*da 0,01÷100 Hz*) *e a comando manuale*; rampa in uscita, *da 0 a —4 $V_{p\text{-}p}$ su 50 Ω.*

Controllo esterno di frequenza (VCF o VCG o VCO):

Campo *1000:1 in ogni portata con* sensibilità (*0÷—2*) *V±20%.*
Linearità ($\Delta f/\Delta V$) *< 0,5% in un campo di frequenza 100:1.*
Impedenza d'ingresso *3 kΩ(±5%).*

GENERATORE D'IMPULSI

Caratteristiche dell'impulso

Si faccia riferimento alla fig. 1.67.

Tempi di transizione (di salita e di discesa) (*da 5 μs a 1 s*)

È il tempo necessario perché l'impulso passi dal 10% al 90% o viceversa della condizione finale.

Non linearità di transizione (*per tempi > 30 ns, minore del 5% dell'ampiezza*)

È lo scostamento dei fronti rispetto all'andamento rettilineo teorico.

Aberrazioni (*overshoot e ringing, ±5% dell'ampiezza dell'impulso con possibilità di incremento fino al 10% alla minima ampiezza; preshoot e drop, <5% dell'ampiezza dell'impulso*)

Malformazioni e irregolarità in corrispondenza delle discontinuità della forma d'onda.

Durata (*da 10 ns a 1 s*)

È la larghezza dell'impulso misurata al 50% della sua ampiezza.

Instabilità della durata (*width jitter*) (*<0,1%+50 ps*)

Ampiezza massima (*±15 V*)

Ciclo di lavoro massimo (*duty cycle*) (*> 75% da 1 Hz a 1 MHz; oltre 1 MHz diminuisce al 50%*)

Ritardo (*delay*) (*da 50 ms a 1 s*)

Intervallo di tempo compreso tra l'istante di partenza del trigger e l'istante di inizio della durata dell'impulso.

Instabilità del ritardo (*delay jitter*) (*< 0,1% + 50 ps*)

Caratteristiche di cadenza e trigger

Frequenza di ripetizione (*da 1 Hz a 50 MHz*)

Instabilità del periodo (*< 0,1% + 50 ps*)

Doppio impulso (*25 MHz massimi; minima separazione 10 ns*)

La minima separazione è l'intervallo di tempo compreso tra i fronti di attacco dei due impulsi.

Ingresso trigger-gate (*50 Ω±10% oppure 500 Ω± ±10% accoppiamento in dc*):

Ampiezza, *max 6 V su 50 Ω o 25 V su 500 Ω.*
Sensibilità, *su 50 Ω 1 $V_{p\text{-}p}$ sinusoidale, ±0,5 V impulsivo.*
Livello di soglia, *tra 1 V e —1 V* (*impedenza 50 Ω*) *o tra 10 V e —10 V* (*impedenza 500 Ω*), *con minima durata imponibile 10 ns.*

GENERATORE D'ONDA QUADRA

Impedenza (*50 Ω o 600 Ω*)

Caratteristiche di cadenza e trigger

con 50 Ω, 1 Hz÷10 MHz; con 600 Ω, 1 Hz÷1 MHz.

Instabilità del periodo (*< 0,2%*)

Ingresso esterno (*sinusoidale 4 $V_{p\text{-}p}$, impulsivo 2 $V_{p\text{-}p}$, da 1 Hz a 10 MHz con 500 Ω*).

Uscita trigger (*durata 10 ns±5 ns, ampiezza ±2 V su 50 Ω*)

Caratteristiche dell'impulso

Simmetria (*ciclo di lavoro variabile dal 25% al 75%*)

Forma dell'impulso con 50 Ω (misurato a 5 V su 50 Ω):

Tempi di transizione (*< 5 ns*).
Ampiezza (*da 0,05 V a 5 V; 10 V a vuoto*).

Forma dell'impulso con 600 Ω (misurato a 30 V su 600 Ω):

Tempi di transizione (*<70 ns su 600 Ω; <140 ns a vuoto*).
Ampiezza (*0,3 V a 30 V su 600 Ω; 60 V a vuoto*).

Bibliografia

Coombs C. F., *Basic Electronic Instrument Handbook*, McGraw-Hill, 1972.
Oliver B. e Cage J., *Electronic Measurements and Instrumentation*, McGraw-Hill, 1971.
Strauss L., *Wave Generation and Shaping*, McGraw-Hill, 1970.
Terman F. e Pettit J., *Electronic Measurements*, McGraw-Hill, 1952.
Bernstein J., *Audio Systems*, John Wiley, 1966.

Dudley W. e Peck R. D., « High Efficiency Modular Power Supply ... », *Hewlett-Packard Journal*, dicembre 1973.
Hearn J. e Spreng D., « New Concept in Signal Generation », *Hewlett-Packard Journal*, agosto 1968.
Shanahan John C., « Uniting Signal Generation & Signal Synthesis », *Hewlett-Packard Journal*, dicembre 1971.
Owen D. P., « 50 kHz÷520 MHz Synthesized Signal Generator », *Marconi Instr. Bulletin*, autunno 1976.
Van Duzer V., « A 0÷50 MHz Frequency Synthesizer with ... », *Hewlett-Packard Journal*, maggio 1964.
Dudley R. L., « A Voltage-Programmable Low-Frequency Function Generator », *Hewlett-Packard Journal*, novembre 1965.
Cowan W. T., « Sweeping Four Decades at Low Frequencies », *Hewlett-Packard Journal*, maggio 1968.
Heflin E. H., « Compact Function Generator with ... », *Hewlett-Packard Journal*, luglio 1973.
Riedel R. J. e Danielson D. D., « The Dual Function Generator ... », *Hewlett-Packard Journal*, marzo 1975.
Blanz G. e Knauber R., « A New Programmable, Building-Block Pulse & Digital System », *Hewlett-Packard Journal*, aprile 1969.
Falke R. e Link H., « A Pulse Generator for Today's Digital Circuits », *Hewlett-Packard Journal*, ottobre 1973.
Krauss G. e Eggert R., « A Moderately Priced 20 MHz Pulse Generator ... », *Hewlett-Packard Journal*, marzo 1974.

Globas G., Zellmer J. e Cornish E., « A 250 MHz Pulse Generator with ... », *Hewlett-Packard Journal*, settembre 1974.
Hewlett-Packard, *DC Power Supply Handbook*, Appl. Note 90 A, 1970.
Philips, *Applicazioni Componenti Elettronici* (ed. professionale), Ed. Elcoma, gennaio 1976.

Hewlett-Packard, *Electronic Instruments and System Catalog*, 1977.
Fluke, *Instruments Catalog*, 1977.

Hewlett-Packard, *204 B Oscillator - Operating and Service Manual*, 1962.
Hewlett-Packard, *209 A A Sine/Square Oscillator - Operating and Service Manual*, 1968.
Kay Electric Co., *Marka-Sweep Mod. Pi - Instruction Manual*, 1964.
Wawetek, *Mod. 144 H.F. Sweep Generator - Instruction Manual.*

Capitolo II. Studio dei segnali nel dominio del tempo

In questo capitolo verranno presi in esame alcuni strumenti che consentono lo studio di un segnale in funzione di una variabile indipendente che molto spesso è il *tempo*.
Il segnale che si analizza è quasi sempre una tensione (più raramente una corrente), tuttavia è importante rendersi conto che può essere convertita in una tensione (corrente), con caratteristiche analoghe nei confronti della variabile indipendente, qualunque altra grandezza elettrica e non elettrica, utilizzando dispositivi che vengono chiamati nell'un caso *convertitori*, nell'altro *trasduttori*.
Per questi motivi si comprende come, con questi strumenti, moltissimi fenomeni nei campi più disparati della scienza e della tecnica, dalla fisica alla chimica, alle scienze naturali, alla medicina ecc., possano essere osservati, misurati, tenuti sotto controllo per uno studio in *tempo reale* (mentre avvengono) o registrati per uno studio successivo.
In questa sede verranno esaminati i seguenti strumenti:
- Oscilloscopio:
  - per scopi generali,
  - campionatore,
  - memoria.
- Registratori.

1. Oscilloscopio

1.1. Introduzione

Ci si occuperà inizialmente dell'oscilloscopio per scopi generali. Esso consente di osservare sullo schermo di un tubo a raggi catodici (CRT) l'andamento di una grandezza che varia in funzione di un'altra, quest'ultima quindi nella veste di variabile indipendente. La presentazione è (quasi sempre) quella di tipo cartesiano con un asse verticale (*asse Y*) ed uno orizzontale (*asse X*) tra di loro ortogonali.
Questa possibilità di visualizzazione non è esclusiva del CRT ma anche di altre apparecchiature, come, per es., il *registratore XY*. L'aspetto esclusivo del CRT è di utilizzare come equipaggio mobile un fascio di elettroni (*electron beam*), cioè un organo di massa e inerzia talmente piccole da consentire la osservazione di variazioni così rapide (inferiori a 10^{-10} s) da non essere rilevabili in altro modo.
Si è detto di due grandezze, delle quali una è osservabile in funzione dell'altra, senza specificarne la natura. Occorre precisare che l'oscilloscopio è sensibile alle tensioni elettriche, ma questa è solo apparentemente una limitazione: infatti una grandezza fisica di qualunque natura può essere sempre convertita in una tensione elettrica con analoghe caratteristiche di variabilità, ricorrendo ad opportuni dispositivi detti *trasduttori* (*transducers*).
Il caso poi che di gran lunga si incontra più frequentemente nella pratica è che *la grandezza che ha funzione di variabile indipendente sia il tempo*, ovvero che si vogliano osservare le caratteristiche di variazione nel tempo di una certa grandezza. Per far fronte a questa esigenza, lo strumento ha al suo interno la possibilità di generare una tensione che simula il tempo, da inviare all'asse *X*.
Tra le funzioni che variano col tempo, si prestano meglio ad essere osservate quelle *periodiche* o almeno quelle *ripetitive*, in quanto la loro immagine può essere fermata sullo schermo [1].
Fenomeni non periodici e transitori possono in alcuni casi essere osservati, ma solo per il breve tempo che la loro immagine rimane sullo schermo. Quando questo tempo risulti insufficiente ai fini pratici, o si ricorre a *metodi fotografici* oppure ad un *oscilloscopio a memoria*.

---

[1] Quando però la frequenza diviene troppo elevata (diverse centinaia di MHz), il funzionamento non è più soddisfacente ed occorre servirsi di oscilloscopi speciali (*campionatori*).

Per concludere queste note introduttive, sembra utile ribadire la grandissima importanza dello strumento. Importante ed essenziale nel pur vasto campo dell'elettronica, per la sua grande versatilità d'impiego è ormai divenuto insostituibile in qualunque altro campo della ricerca, consentendo di avvertire l'insorgere e lo svilupparsi di un qualunque fenomeno riconducibile ad una tensione elettrica. Importante concettualmente e didatticamente, perché, per la sua notevole complessità, per comprenderne a fondo il funzionamento e poterlo quindi utilizzare al massimo delle sue possibilità, occorre richiamare la maggior parte dei principi fondamentali dell'elettronica lineare e non lineare, oltre ai vari fenomeni fisici connessi al funzionamento del CRT.

1.2. Principio di funzionamento

Prima di iniziare qualunque discorso sull'oscilloscopio è bene dire qualche parola sul CRT, riservandoci di riprendere in seguito l'argomento più diffusamente. È un tubo a vuoto e rappresenta il dispositivo di uscita (visualizzatore) dello strumento. Nella fig. 2.1. è illustrata schematicamente la sua struttura.

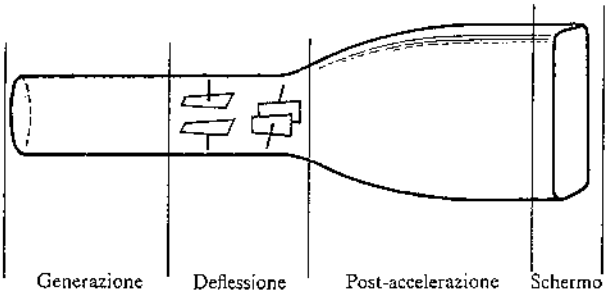


Figura 2.1. Zone di suddivisione del CRT.

Vi è una parte, detta *cannone elettronico*, che provvede a generare, accelerare e focalizzare un fascio di elettroni; una seconda zona, di *deflessione*, nella quale il fascio attraversa due campi elettrici generati da due coppie di placche orientate a 90° tra di loro e ne subisce quindi una deflessione. Infine il fascio perviene allo *schermo*, che è la parete terminale dell'involucro di vetro, sulla cui superficie interna è stato depositato uno straterello di sostanze luminescenti (*fosfori*): colpite dal fascetto, queste si eccitano e poi tornano allo stato iniziale, emettendo in queste due fasi una radiazione luminosa.
Si comprende come, in assenza di tensioni applicate alle placche, e quindi di campi elettrici deflettenti, sullo schermo appaia un punto luminoso. Applicando alle placche delle opportune tensioni, questo punto luminoso potrà essere spostato in qualunque zona dello schermo e generare su di esso una linea luminosa.

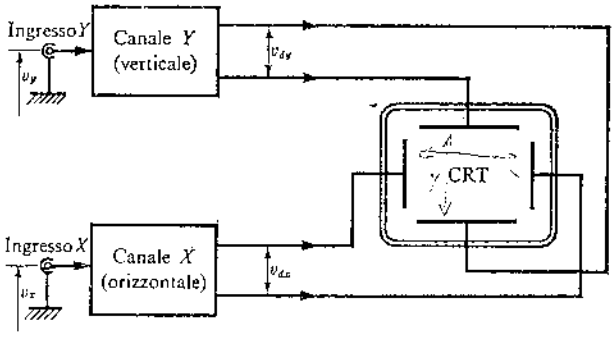


Figura 2.2. Schema di principio del funzionamento *XY*.

Funzionamento XY

Si supponga di voler osservare l'andamento di una grandezza Y in funzione di un'altra X. Per realizzare ciò è necessario poter disporre di due tensioni proporzionali a tali grandezze,

$$v_y = H_y Y ; \quad v_x = H_x X$$

(dove H_y e H_x dipendono dalle caratteristiche dei rispettivi convertitori o trasduttori) e applicarle agli ingressi Y e X dello strumento (fig. 2.2.); ognuno di questi ingressi fa capo ad un canale, costituito da gruppi di circuiti, la cui funzione principale è quella di adattare l'ampiezza dei segnali applicati alla sensibilità del CRT. In tal modo sono

$$v_{dy} = K_y v_y ; \quad v_{dx} = K_x v_x$$

(dove K_y e K_x sono costanti dei rispettivi canali) le tensioni che vengono applicate alle coppie di placche per deflettere il fascio di elettroni e per ottenere così sullo schermo un andamento che, a meno di fattori di proporzionalità, può essere considerato il diagramma cartesiano di $Y = f(X)$.

Funzionamento con la base dei tempi

Il funzionamento *XY* illustrato è il più semplice concettualmente, ma è anche il meno importante.
Nella maggioranza dei casi l'oscilloscopio viene infatti utilizzato per osservare lo svolgersi di un fenomeno al passare del tempo.
Gli oscilloscopi sono sempre dotati della *base dei tempi*, cioè di un generatore di tensione che simula il tempo, la cui uscita viene avviata al canale X (fig. 2.3.).
Poiché lo spostamento orizzontale deve risultare proporzionale al tempo, la tensione generata deve essere del tipo

$$v_{dx} = kt$$

e cioè presentare un andamento lineare (*rampa*) che è l'unico al quale corrisponda una inclinazione co-

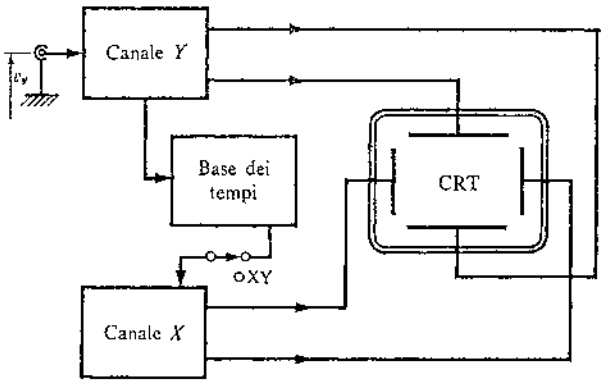


Figura 2.3. Schema di principio del funzionamento con Base dei Tempi.

stante in ogni punto e che quindi provocherà una deflessione del fascio sullo schermo a velocità costante (1).

Questo andamento della v_{dx} (fig. 2.4.*a*) deve essere compreso tra valori tali da permettere l'escursione del fascio da una estremità all'altra dello schermo.

Se per es. $S_x = 0{,}1$ cm/V, per uno schermo di 10 cm, la rampa dovrà essere compresa tra ± 50 V.

Nei CRT di tipo normale, la persistenza dell'immagine sullo schermo, che dipende dalla scelta dei materiali su di esso depositati, è piuttosto breve (attorno al ms) e quindi non sufficiente per l'osservazione visiva; è opportuno allora ripristinare periodicamente l'immagine con una frequenza che tenga conto della persistenza sullo schermo e nell'occhio dell'osservatore e delle caratteristiche di frequenza del segnale in esame. Per questo motivo la tensione v_{dx} assume l'andamento a dente di sega rappresentato nella fig. 2.4.*b*.

L'ampiezza del dente è mantenuta costante perché funzione delle caratteristiche del CRT (sensibilità e dimensioni dello schermo), mentre l'operatore può intervenire sull'inclinazione del fronte di salita imponendo la durata dell'*esplorazione* (*sweep*) e visualizzando così sullo schermo, per un intervallo di tempo corrispondente, la funzione in esame (fig. 2.4.*c*).

Compiuta l'esplorazione, il pennello, che è giunto all'estremità di destra dello schermo, deve essere ricondotto alla posizione di partenza (a sinistra), e ciò si ottiene riportando al livello più basso la tensione a dente di sega lungo il fronte di discesa.

Si noti che, mentre la linearità del fronte di salita è della massima importanza al fine di non introdurre deformazioni nella funzione in esame, l'andamento del fronte di discesa non è critico, in quanto, per tutto l'intervallo corrispondente al tempo di ritorno più quello di ripristino, le cose sono disposte in modo che si abbia lo *spegnimento* (*blanking*) del fascio elettronico. Questo provvedimento, oltre a prolungare la durata dei fosfori, consente di eliminare la traccia di ritorno, che altrimenti può generare un'immagine indesiderata che si sovrappone a quella utile e la rende meno evidente.

La periodicità del dente di sega è necessaria ma non sufficiente a garantire una presentazione stabile dell'immagine sullo schermo, in quanto ciò si otterrebbe soltanto qualora esistesse un rapporto intero tra la frequenza di ripetizione del dente di sega e

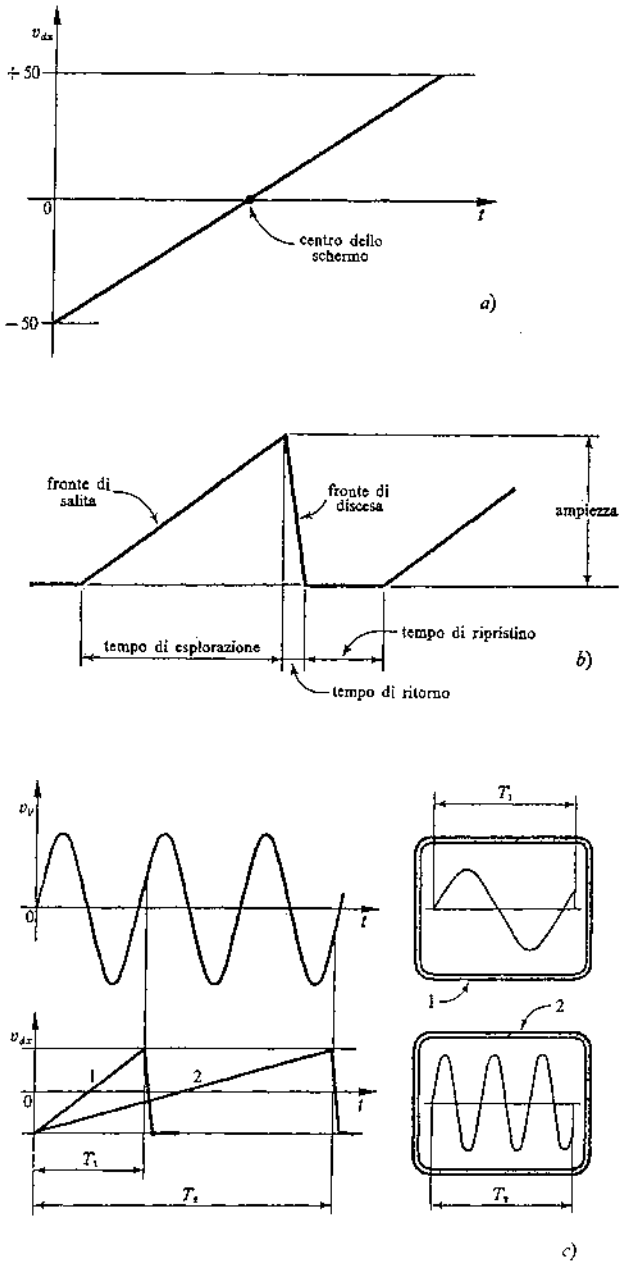


Figura 2.4. Funzionamento della base dei tempi: *a*) rampa; *b*) nomenclatura; *c*) immagine risultante sullo schermo al variare della durata del dente di sega (tramite il *coefficiente di tempo*).

(1) Infatti, essendo $v_{dx} = D_x/S_x$ (dove D_x è lo spostamento corrispondente sullo schermo e S_x la sensibilità del canale orizzontale) e derivando

$$\frac{dv_{dx}}{dt} = \frac{1}{S_x}\frac{dD_x}{dt} = k \qquad \frac{dx}{dt} = \frac{dD_x}{dt} = kS_x = \text{cost.}$$

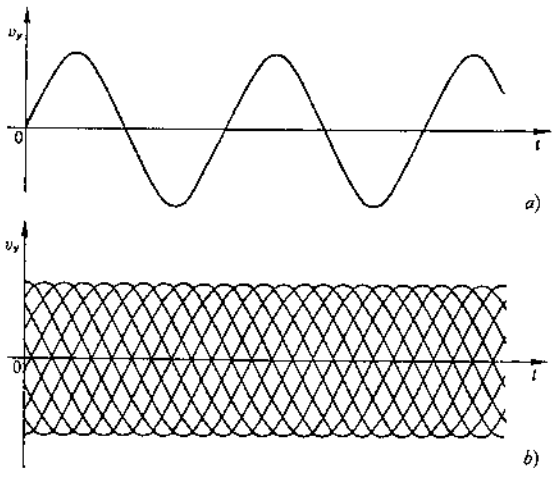


Figura 2.5. Immagine sullo schermo di un oscilloscopio: *a*) con trigger; *b*) senza trigger.

quella del segnale all'ingresso v_y (1): condizione questa molto difficile da realizzare e soprattutto da conservare.
Infatti una seppur lieve variazione di quel rapporto porta, per ogni dente di sega, ad una esplorazione dello schermo spostata rispetto alla precedente e quindi ad una immagine complessiva mossa, sovrapposta, e, in ogni caso, confusa (fig. 2.5.).
Per ovviare a ciò, già da un po' di tempo gli oscilloscopi vengono costruiti in modo che sia lo stesso segnale all'ingresso a comandare la partenza del dente di sega in corrispondenza di un ben preciso punto della sua forma d'onda (*oscilloscopi triggerati*).
Dopo questa trattazione sommaria della struttura e del funzionamento dell'oscilloscopio per scopi generali, si passa ora ad esaminarne i blocchi fondamentali che lo costituiscono e che compaiono nella fig. 2.2.

1.3. Tubo a raggi catodici

Si è già accennato al suo funzionamento: poiché però questo dipende in massima parte dall'azione di campi elettrostatici sugli elettroni del fascio, pare opportuno richiamare qui alcuni principi basilari.

Richiami di Elettrostatica

Si considerino due elettrodi piani e paralleli (fig. 2.6) tra i quali sia applicata una d.d.p. V. Nello spazio compreso tra di essi vi è un campo elettrico uniforme di intensità

$$E = \frac{V}{d}$$

e diretto verso l'elettrodo negativo.
Le superfici equipotenziali sono sempre normali al campo elettrico: nel caso in esame, sono piani paralleli agli elettrodi.
Un elettrone che si trovi in un punto del campo di E viene sottoposto ad una forza che vale

$$f = -qE$$

cioè è proporzionale ad E ma con direzione opposta. Viene quindi accelerato con accelerazione

$$a = \frac{f}{m} = \frac{qE}{m}.$$

Se l'elettrone è inizialmente in prossimità dell'elettrodo negativo con velocità nulla, la sua energia potenziale vale qV. Successivamente, sotto l'azione del campo, si dirige verso l'elettrodo positivo e, nell'attimo dell'arrivo, tutta l'energia potenziale si è trasformata in energia cinetica; dalla relazione

$$qV = \frac{1}{2} mv^2$$

si può quindi ricavare la velocità con cui arriva al punto estremo di un campo elettrico generato da una d.d.p. V applicata tra due elettrodi

$$v = \sqrt{\frac{2qV}{m}}. \qquad (2.1.)$$

Si noti che questa formula è valida solo se la velocità è molto piccola rispetto a quella della luce. Per velocità elevate non è più lecito considerare costante la massa dell'elettrone, ma occorre considerarne il valore

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - (v/c)^2}}$$

nella quale m_0 è il valore della massa dell'elettrone fermo e c la velocità della luce.

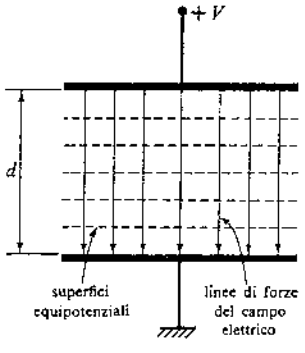


Figura 2.6. Struttura per lo studio di un campo elettrostatico uniforme.

(1) Questo principio, in base al quale erano costruiti i primi oscilloscopi cosiddetti *sincronizzati*, ora è stato definitivamente abbandonato. In essi la sincronizzazione era manuale, realizzata variando in modo fine la frequenza di ripetizione del dente di sega.

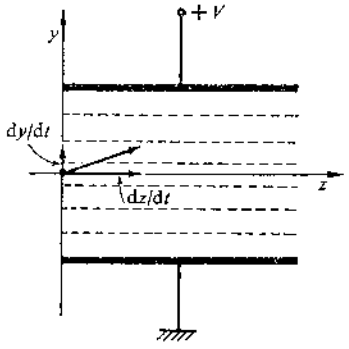


Figura 2.7. Influenza di un campo elettrostatico uniforme trasversale su di un elettrone.

Si supponga ora che un elettrone dotato di una velocità costante entri nel campo elettrico uniforme della fig. 2.7. Su di esso prenderà ad agire una forza diretta nel verso dell'asse y e quindi acquisterà una accelerazione

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{qE}{m}.$$

L'elettrone seguirà una traiettoria facilmente individuabile in forma parametrica:

$$z = \frac{dz}{dt}t$$

$$y = \left(\frac{dy}{dt}\right)_0 t + \frac{1}{2}\frac{d^2y}{dt^2}t^2$$

ed eliminando il parametro t,

$$y = \frac{(dy/dt)_0}{dz/dt} + \frac{1}{2}\frac{qE}{m(dz/dt)^2}z^2.$$

Se $(dy/dt)_0 = 0$ (l'elettrone entra nel campo con direzione normale a questo):

$$y = \frac{1}{2}\frac{qE}{m(dz/dt)^2}z^2 \qquad (2.2.)$$

l'andamento è parabolico e l'inclinazione in ogni punto della traiettoria (entro il campo) vale,

$$\frac{dy}{dz} = \frac{qE}{m(dz/dt)^2}z = \frac{qV}{m(dz/dt)d} \qquad (2.3.)$$

dove con d si è indicata la distanza tra gli elettrodi.
È comprensibile che l'inclinazione della traiettoria vari in funzione di z; infatti, se si pensa che mentre la dz/dt è costante, la dy/dt aumenta continuamente, altrettanto accade alla somma delle due componenti, e quindi la traiettoria dell'elettrone avrà inclinazione sempre più grande rispetto all'asse.

Lenti elettrostatiche

Il comportamento di un fascio di elettroni è per molti aspetti simile a quello di un raggio luminoso: entrambi possono essere riflessi, rifratti e focalizzati. Poiché la rifrazione di un raggio luminoso avviene mediante lenti ottiche, il dispositivo che agisce analogamente sul fascio di elettroni viene chiamato *lente elettronica* ed è normalmente costituita da campi elettrici di andamento conveniente.
Per giungere a comprendere come agiscano queste lenti si prendano in considerazione alcuni esempi semplici.

a) *Superfici equipotenziali piane*

Un elettrone perviene ad una superficie equipotenziale in direzione dei *potenziali crescenti* con una velocità v_i, la cui direzione forma l'angolo i con la direzione del campo (fig. 2.8.*a*). Il campo agisce in modo da aumentarne la velocità della quantità v_e. Attraversando quindi la superficie equipotenziale, l'angolo della traiettoria dell'elettrone da i diviene r e la velocità è la risultante delle due (v_r). Da un esame della figura è facile vedere che

$$v_i \operatorname{sen} i = v_r \operatorname{sen} r.$$

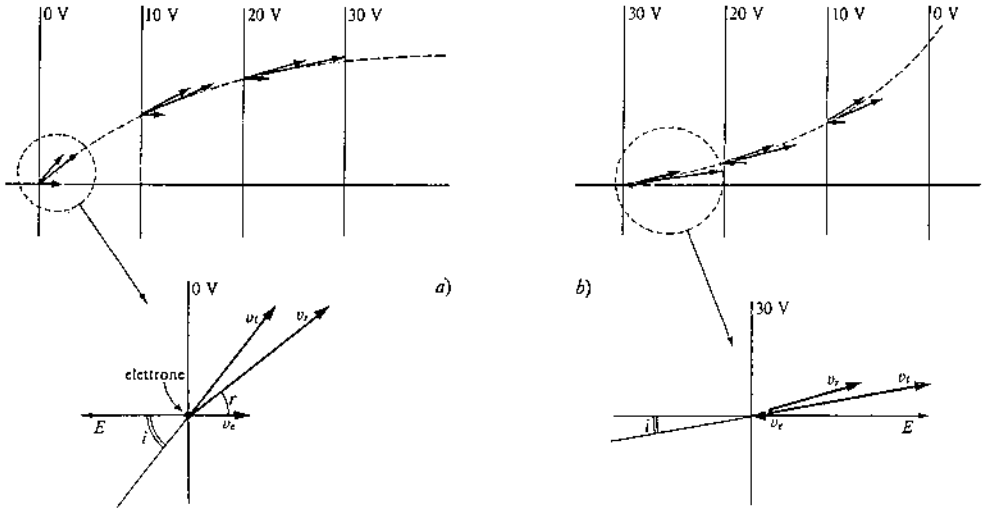


Figura 2.8. Superfici equipotenziali piane con potenziali: *a*) crescenti; *b*) decrescenti.

Se invece l'elettrone incide la superficie nella direzione dei *potenziali decrescenti* (fig. 2.8.*b*), il campo riduce la velocità di una quantità v_e, ma per il resto tutto procede come prima e vale ancora la formula citata.
Si noti che, nel caso normale di distribuzione uniforme delle superfici equipotenziali, l'elettrone segue una traiettoria parabolica.

b) *Superfici equipotenziali curve*

Applicando gli stessi ragionamenti al caso di superfici equipotenziali curve, si vede che, se l'elettrone colpisce una di queste superfici con un angolo di incidenza $\neq 0$, viene variata la sua velocità in modulo e direzione, e poiché quest'ultima coincide con quella della traiettoria dell'elettrone, si comprende come (fig. 2.9.) si possano ottenere effetti convergenti o divergenti, ovvero traiettorie che si avvicinano o si allontanano dall'asse a seconda che la superficie sia convessa o concava e che l'elettrone proceda nel senso dei potenziali crescenti o decrescenti. Se invece $i = 0$ varia solo il modulo della velocità dell'elettrone.

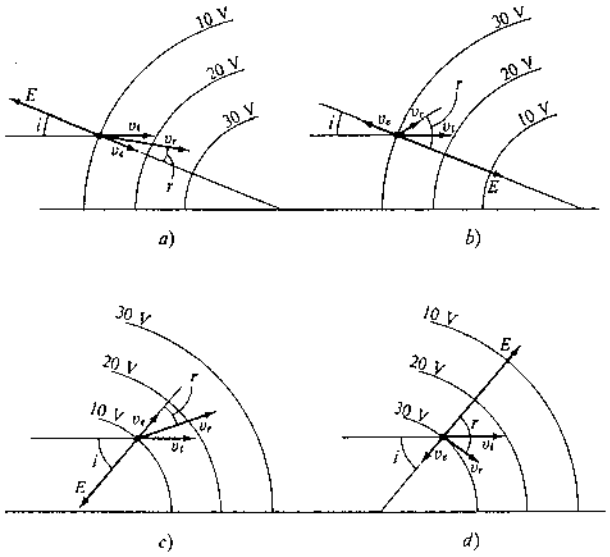


Figura 2.9. Superfici equipotenziali curve: *a*) effetto convergente con superficie convessa e potenziali crescenti; *b*) effetto divergente con superficie convessa e potenziali decrescenti; *c*) effetto convergente con superficie concava e potenziali crescenti; *d*) effetto divergente con superficie concava e potenziali decrescenti.

c) *Lente a dischi*

Con l'uso di elettrodi di forma conveniente tenuti ai potenziali opportuni, si ottengono superfici equipotenziali che esercitano sugli elettroni le azioni desiderate.
Per es., mediante due dischi forati e paralleli tra i quali è mantenuta una d.d.p. V, si realizza *la lente*

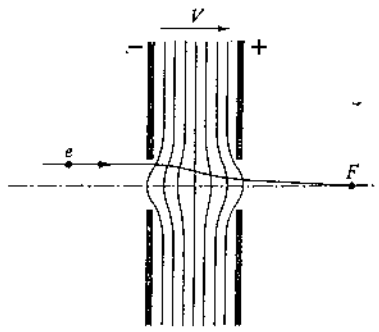


Figura 2.10. Lente a dischi.

a dischi (fig. 2.10.): le prime superfici equipotenziali sono convergenti, le ultime (in uscita) divergenti. Si noti però che l'effetto delle prime è prevalente perché si realizza su elettroni più lenti e quindi più a lungo influenzabili dall'azione del campo e in punti più lontani dall'asse dove sono più intense le componenti radiali della velocità.
Il punto F, fuoco della lente, è tanto più vicino agli elettrodi quanto più questi sono vicini, i fori piccoli e la tensione V elevata.

d) *Lente a cilindri*

Si ottengono affiancando due cilindri cavi coassiali tra i quali esiste una d.d.p. V (fig. 2.11.*a*).
Con linee tratteggiate sono indicate le sezioni delle superfici equipotenziali. Al solito e per gli stessi motivi visti in *c*), l'effetto convergente supera quello divergente. La distanza dei fuochi dal centro della lente può essere ridotta diminuendo la distanza dei cilindri e aumentando V. Inoltre dipende dal diametro dei cilindri che possono anche essere diversi (fig. 2.11.*b*) ed in tal caso la distanza focale diminuisce al crescere del rapporto d_2/d_1 (dove d sono i diametri).
Gli elettroni che entrano nella lente con traiettoria qualunque passante per F, escono dalla lente con direzione parallela all'asse; gli elettroni invece che entrano parallelamente all'asse convergono tutti in F'. Questi due tipi di percorsi sono chiamate *traiettorie principali*.
Si osservi che (fig. 2.11.*a*) gli elettroni passanti per uno stesso punto dell'oggetto convergono tutti, dopo traiettorie diverse, nel punto corrispondente dell'immagine.
Prima di chiudere l'argomento si noti che anche le leggi che regolano le lenti elettroniche cilindriche sono assai simili a quelle delle lenti ottiche. Se ne riportano qui di seguito le più importanti:

$$\frac{f}{A+P}+\frac{f'}{Q+P'}=1; \quad \frac{f'}{f}=\sqrt{\frac{V_2}{V_1}};$$

$$I_1 I_a \sqrt{\frac{V_1}{V_2}}=1;$$

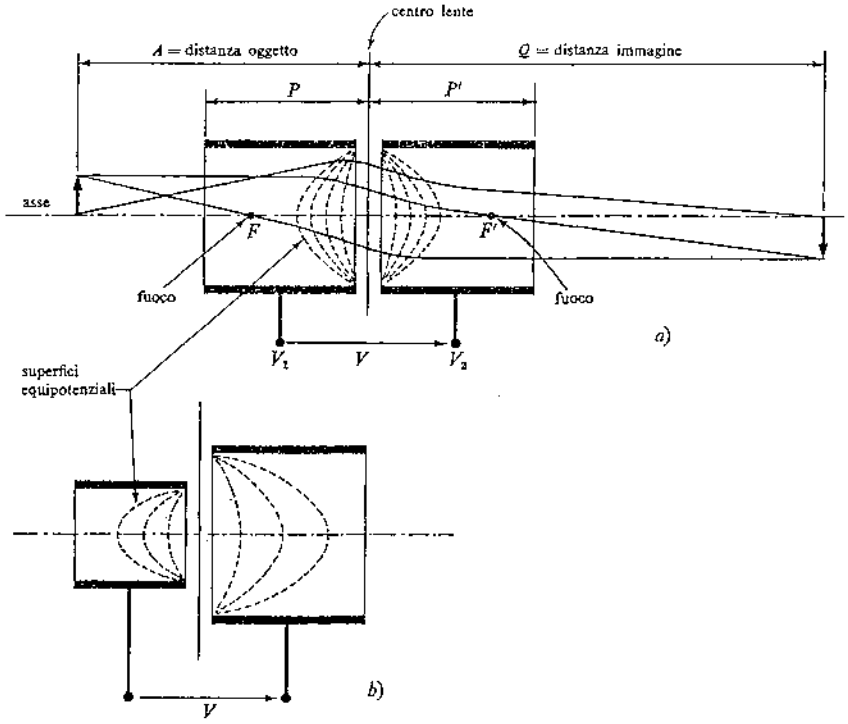


Figura 2.11. Lenti a cilindri: *a*) di ugual diametro; *b*) di diametri diversi.

dove

$$I_l = \frac{y'}{y} = \textit{ingrandimento laterale}$$

$$I_a = \frac{\theta'}{\theta} = \textit{ingrandimento angolare}\,.$$

Regolando opportunamente i potenziali V_1 e V_2 si possono ottenere ingrandimenti grandissimi. Questi principi, utilizzati nel *microscopio elettronico*, consentono l'osservazione di oggetti di dimensioni molecolari.
Nell'oscilloscopio invece si persegue un obiettivo opposto, e cioè la lente viene regolata per avere sullo schermo l'immagine più piccola possibile della sezione di crossover.

Cannone elettronico

Nel cannone elettronico gli elettroni vengono generati per effetto termoionico, quindi il loro numero viene controllato e in ultimo accelerati e focalizzati. Tutta la struttura del cannone è a simmetria cilindrica.
Vi è un catodo di nichel con superficie emittente rivestita di ossidi di bario e stronzio che, riscaldato da un filamento, emette elettroni. Per controllarne il flusso, si introduce dopo il catodo un elettrodo a forma di disco con foro centrale che prende il nome di *griglia controllo*. Ad esso si attribuisce un potenziale negativo rispetto al catodo ed è seguito dal primo anodo del cannone, anch'esso a forma di disco con foro centrale e simmetria cilindrica, mantenuto a d.d.p. positiva rispetto al catodo.
Molti degli elettroni generati vengono attratti dall'anodo e vanno a formare la corrente anodica; altri invece hanno sufficiente velocità e direzione adatta per passare attraverso il foro e costituire il fascio elettronico.
Gli elettroni ancora poco veloci, emessi in diversi punti del catodo e con differenti inclinazioni, subiscono le deviazioni e le accelerazioni dipendenti dalla forma e disposizione delle superfici equipotenziali, e vengono concentrati in una sezione trasversale circolare di piccolo diametro (*crossover*) (minore di 1 mm) che è il luogo dei punti in cui si incrociano le traiettorie degli elettroni che fuoriescono dal catodo da punti diversi, ma con eguali angoli di emissione (fig. 2.12.).

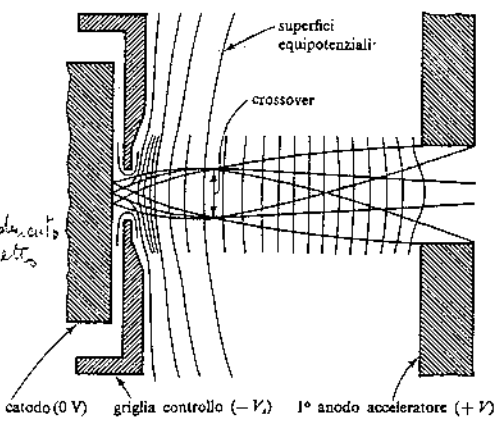


Figura 2.12. Rappresentazione della zona di crossover

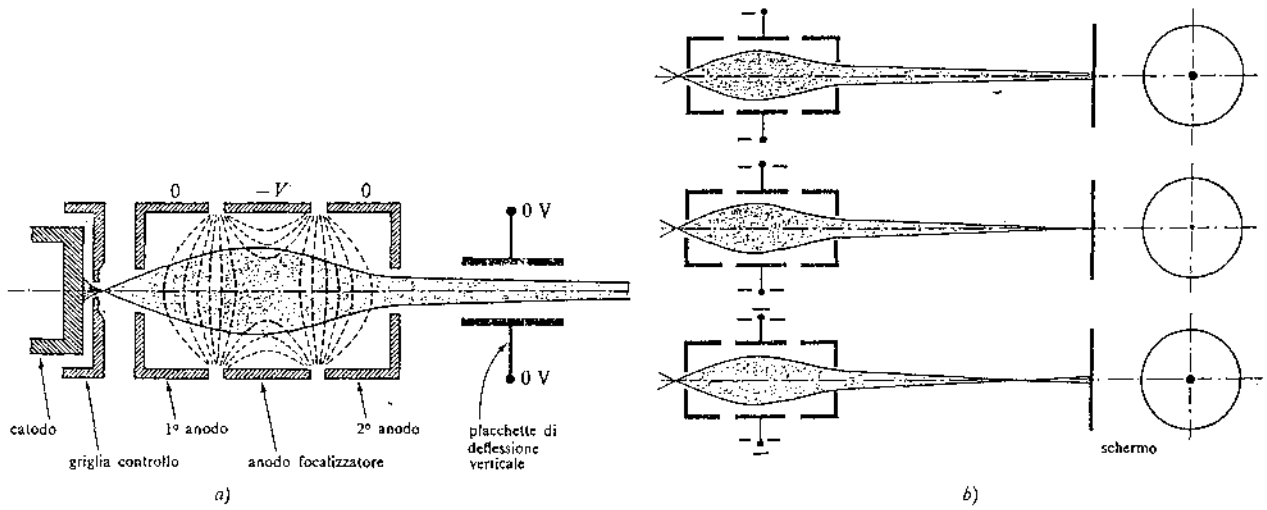


Figura 2.13. *a*) Traiettoria degli elettroni all'interno del cannone; *b*) esempi di controllo di focalizzazione per diversi valori della tensione dell'anodo focalizzatore.

La sezione di crossover è la più piccola di tutto il fascio: la macchia luminosa è la sua immagine trasportata sullo schermo mediante lenti elettrostatiche. Le dimensioni della macchia dipendono quindi da quelle di questa sezione, a sua volta dipendente dalle caratteristiche geometriche degli elettrodi e dai loro potenziali.
Variando il potenziale della griglia controllo varia l'intensità del fascio (LUMINOSITÀ) e, in misura abbastanza limitata, la posizione e le dimensioni della sezione di crossover e quindi del fuoco.
Il problema a questo punto è di conferire una certa energia agli elettroni ed impedire che nel tragitto verso lo schermo la loro tendenza a respingersi non provochi un allargamento della sezione del fascio.
A tale scopo vengono introdotti successivamente elettrodi a diverso potenziale che realizzano *lenti focalizzatrici.*
Il sistema è costituito da tre anodi che prendono il nome, rispettivamente, di 1° anodo (o preacceleratore), anodo focalizzatore e 2° anodo (o acceleratore). In fig. 2.13.*a* sono rappresentati questi elettrodi insieme alla distribuzione delle superfici equipotenziali ed alla forma che assume il fascio elettronico: a parità di altre condizioni (geometriche) la distanza focale dipende dal valore del potenziale $-V$. Nella fig. 2.13.*b* sono riportati esempi di diverse situazioni del fuoco.
L'insieme della griglia controllo e del primo anodo costituisce la prima lente elettronica, mentre tra il 1° anodo e quello focalizzatore e tra questo ed il 2° anodo si formano rispettivamente la seconda e la terza lente.
Qualora tra il 2° anodo e le placche di deflessione verticale non vi sia una d.d.p. nulla, si viene a formare tra questi elettrodi una lente a simmetria non più cilindrica (per colpa delle placche) che agisce sul fascio deformando la forma della sua sezione: l'immagine della macchia sullo schermo non è quindi più perfettamente circolare e ben definita (ASTIGMATISMO).
Per eliminare questo inconveniente si regola il potenziale del 2° anodo e nuovamente si mette a fuoco. Per evitare comunque questa interazione tra il comando del fuoco e dell'astigmatismo, alcuni costruttori introducono tra il 2° anodo e le placche di deflessione un altro elettrodo, il cui potenziale fa capo al comando dell'astigmatismo.

Spegnimento e sblocco (unblanking) del fascio

Durante il funzionamento con la base dei tempi negli oscilloscopi moderni il fascio non viene fatto pervenire allo schermo con continuità, ma solo per il tempo di esplorazione del dente di sega.
Ciò può essere ottenuto tenendo interdetta la griglia controllo ed inviando un impulso positivo di sblocco della durata del tempo di esplorazione [1] (fig. 2.14.*a*).
Un altro modo è quello di modificare la struttura del 1° anodo ed inserirvi all'interno due placche deflettrici di spegnimento (fig. 2.14.*b*). Normalmente queste sono tenute a potenziali uguali e contrari, in modo che il fascio venga deflesso e non possa proseguire oltre l'apertura di uscita dell'anodo.
In corrispondenza della generazione del dente di sega, l'impulso di sblocco è avviato alla placca negativa e la porta ad un potenziale uguale a quello dell'altra: in tal modo il fascio, non più deflesso, può proseguire il suo cammino verso lo schermo.

Deflessione

In mancanza di deflessione, se il fascio generato nel cannone è ben focalizzato, al centro dello schermo

[1] Una funzione analoga la assolve il circuito dell'*asse Z*, al cui ingresso l'operatore può applicare un segnale per ottenere scopi particolari.

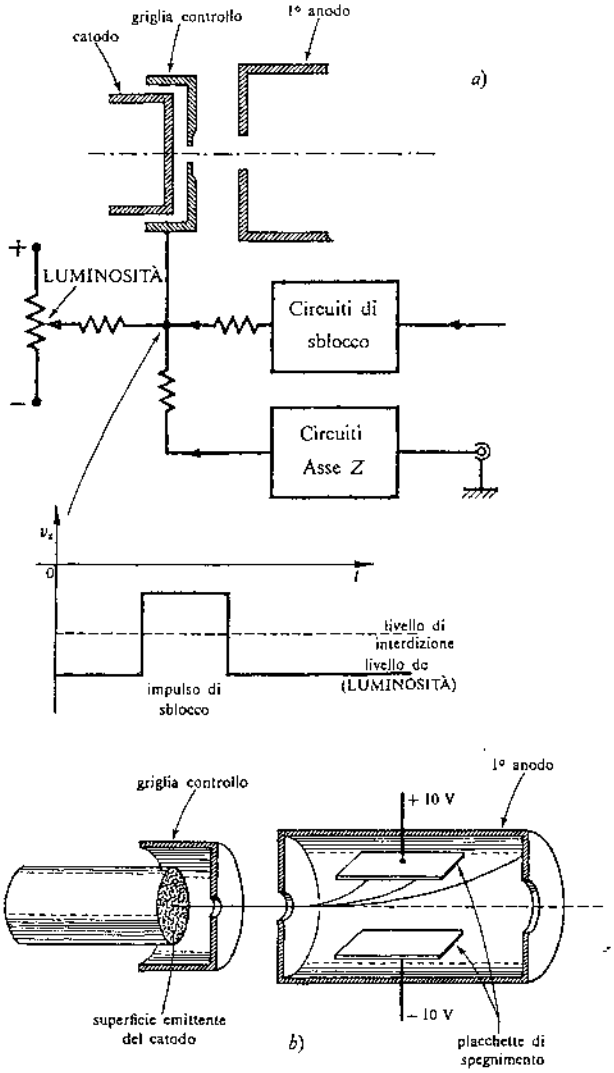


Figura 2.14. Possibilità di unblanking: *a*) tramite impulso alla griglia di controllo; *b*) con placchette di spegnimento.

appare una piccola macchia luminosa (*spot*) di forma circolare.
Per spostarla in altri punti dello schermo occorre deflettere il fascio: ciò può essere ottenuto ricorrendo a due coppie di elettrodi, che per ora si potranno considerare piani e paralleli (fig. 2.1.), chiamati *placche di deflessione verticale* (y) e *orizzontale* (x) che generano due campi elettrici ortogonali tra di loro per ottenere spostamenti secondo i due assi X e Y [1].
Tra i terminali di queste coppie di placchette viene applicata una d.d.p.: il campo elettrico, che di conseguenza nasce nello spazio compreso, agisce sugli elettroni del fascio con una forza che ha la direzione del campo e senso opposto e quindi tende a spostarli allontanandoli dall'asse del CRT.
Si consideri ora soltanto la coppia delle placchette verticali (fig. 2.16.*a*). Se ad esse si applica una d.d.p. di deflessione $+ V_{dy}$, il fascio, sotto l'influenza del campo elettrico che ne consegue, s'incurva e la macchia luminosa si sposta lungo l'asse y di un tratto pari a D_y.
La deflessione D_y dipende allora da V_{dy} in valore e segno secondo la legge:

$$D_y = S_y V_{dy} .$$

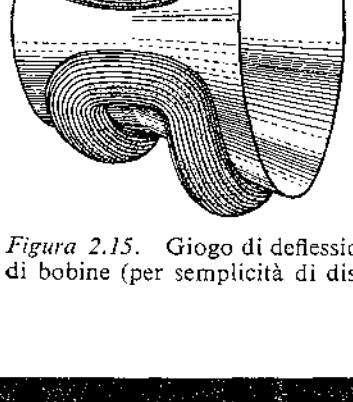


Figura 2.15. Giogo di deflessione con una sola coppia di bobine (per semplicità di disegno).

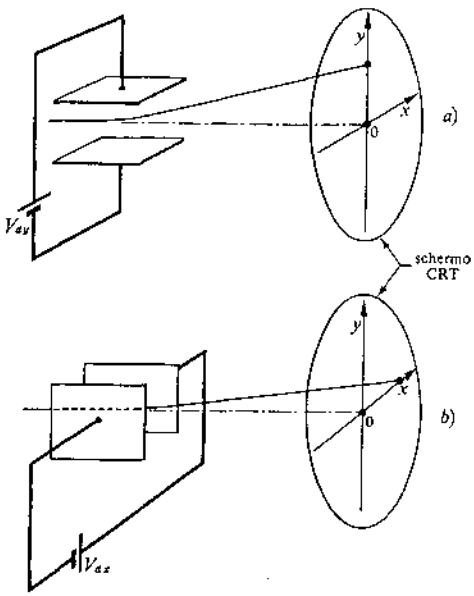


Figura 2.16. Esempi di deflessione: *a*) verticale; *b*) orizzontale.

---

[1] Lo stesso risultato può essere ottenuto per l'azione sul fascio di due campi magnetici generati da due coppie di bobine disposte con assi perpendicolari tra di loro a formare un *giogo di deflessione* che si infila al collo del CRT dall'esterno (fig. 2.15.).
Questo sistema offre il vantaggio di consentire ampie deflessioni con tubi di piccolo ingombro in senso longitudinale (quindi grandi angoli di deflessione) e una maggiore linearità nelle zone estreme dello schermo; poiché però le bobine sono pilotate in corrente, pongono notevoli problemi nella progettazione degli amplificatori finali che debbono essere di potenza e funzionare correttamente in una banda molto ampia di frequenza.
Non viene mai utilizzato negli oscilloscopi, ma solo in quelle applicazioni nelle quali lo schermo viene esplorato in modo regolare e quindi il segnale di deflessione ha frequenza di ripetizione fissa (*ricevitori televisivi e radar*).

Se la d.d.p. applicata tra le placchette fosse non costante, ma variasse tra due valori, sullo schermo si vedrebbe un segmento luminoso verticale con punti estremi corrispondenti a quei due valori secondo la legge precedente.
In modo del tutto analogo, se si considerano solo le placchette di deflessione orizzontale (fig. 2.16.*b*), un potenziale V_{dx} provocherà lo spostamento della macchia luminosa sullo schermo lungo l'asse x di un tratto pari a D_x che dipenderà da V_{dx} in valore e in segno secondo la:

$$D_x = S_x V_{dx} .$$

Analogamente, se la d.d.p. fosse variabile, sullo schermo apparirebbe un segmento orizzontale con estremi corrispondenti ai suoi valori minimo e massimo.
Si comprende come, agendo contemporaneamente su V_{dy} e V_{dx}, si possa spostare la macchia luminosa in qualunque punto dello schermo e, se V_{dy} e V_{dx} sono entrambi variabili, si possa tracciare su di esso una curva luminosa corrispondente.
I coefficienti S_y e S_x si chiamano *sensibilità di deflessione* verticale ed orizzontale rispettivamente, vengono misurate in cm/V oppure div/V e indicano di quanto si sposta la macchia luminosa in direzione verticale o orizzontale quando si applichi la tensione di 1V tra le corrispondenti placchette.
Spesso, invece di S, viene fornito $1/S$, chiamato *fattore di deflessione*, misurato in V/cm o V/div.
Tutti questi coefficienti dipendono da alcune dimensioni geometriche del CRT e dal potenziale acceleratore.
È interessante vedere come queste grandezze intervengono a determinare il valore di S per capire come si può agire al fine di aumentarlo e considerare il caso di tensioni di deflessione sia continue che variabili col tempo.

a) *Calcolo della sensibilità*

Si supponga che gli elettroni del fascio oltre l'ultimo anodo non siano soggetti ad ulteriori accelerazioni assiali e che quindi, in assenza di deflessione, il loro moto sia uniforme con velocità data dalla (2.1.) qui riscritta

$$\frac{dz}{dt} = \sqrt{\frac{2qV_a}{m}} . \qquad (2.4.)$$

Con questa velocità gli elettroni entrano nel campo esistente tra le placchette di deflessione (quelle verticali nella fig. 2.17.) che incurva la loro traiettoria, la cui inclinazione, quando escono dall'azione del campo, sarà (2.3.)

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{dy/dt}{dz/dt} . \qquad (2.5.)$$

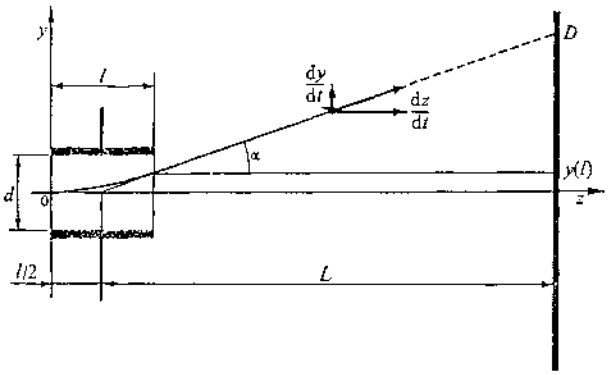


Figura 2.17. Deflessione verticale con placchette piane e parallele.

Da questo punto fino all'impatto contro lo schermo, il moto degli elettroni sarà rettilineo uniforme, perché non più soggetto ad alcuna forza.
La deflessione D_y sullo schermo sarà ottenibile dalla

$$D_y = \left(L - \frac{l}{2}\right)\operatorname{tg}\alpha + y(l) \approx L \operatorname{tg}\alpha \qquad (2.6.)$$

Dalla (2.5.) per trovare $\operatorname{tg}\alpha$ occorre ricavare dy/dt; essendo

$$f_y = m\frac{d^2y}{dt^2} = qe_y = \frac{v_{dy}}{d}q$$

dove f_y è la forza che il campo deflettente e_y esercita sull'elettrone, si ha che:

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{q}{md}v_{dy}$$

e quindi integrandola si ottiene,

$$\frac{dy}{dt} = \int_{t_1}^{t_1+\tau}\frac{d^2y}{dt^2}dt = \frac{q}{md}\int_{t_1}^{t_1+\tau} v_{dy}\,dt \qquad (2.7.)$$

dove τ è il *tempo di transito*, ovvero il tempo che l'elettrone rimane sotto l'influenza del campo di deflessione. È possibile fare vedere che la deflessione, e di conseguenza la sensibilità, dipendono dal regime elettrico esistente alle placchette di deflessione: la frequenza della tensione deflettente ha un ruolo importante, soprattutto quando diviene molto elevata, perché il periodo del campo elettrico risulta paragonabile al tempo di transito.
Si possono quindi verificare tre situazioni:

– *regime statico*, cioè quando $v_{dy} = V_{dy} = \text{cost}$.

In questo caso la (2.7.) diviene

$$\frac{dy}{dt} = \frac{qV_{dy}}{md}\tau \qquad (2.8.)$$

e, supponendo che (1)

$$l = \frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t}\tau \qquad (2.9.)$$

dalla (2.5.) risulta,

$$\mathrm{tg}\,\alpha = \frac{qV_{dy}}{md}\frac{\tau}{\mathrm{d}z/\mathrm{d}t} = \frac{qlV_{dy}}{md}\frac{1}{(\mathrm{d}z/\mathrm{d}t)^2}.$$

Sostituendola nella (2.6.) assieme alla (2.4.),

$$D_y = \frac{lL}{2\,dV_a}V_{dy} = S_y V_{dy}$$

dove

$$S_y = \frac{lL}{2\,dV_a} \qquad (2.10.)$$

– *regime dinamico in bassa frequenza*, cioè quando

$$v_{dy} = V_{dy}\,\mathrm{sen}\,\omega t \quad \text{con} \quad T = \frac{2\pi}{\omega} \gg \tau\,.$$

In questo caso (fig. 2.18.*a*) evidentemente è lecito considerare costante la v_{dy} durante il tempo τ senza commettere un errore molto grande:

$$v_{dy} = V_{dy}\,\mathrm{sen}\,\omega t_1\,.$$

Se poi si suppone che l'elettrone in esame passi sotto le placche di deflessione all'istante $t_1 = T/4$, $v_{dy} = V_{dy}$ e si ricade nel caso precedente.

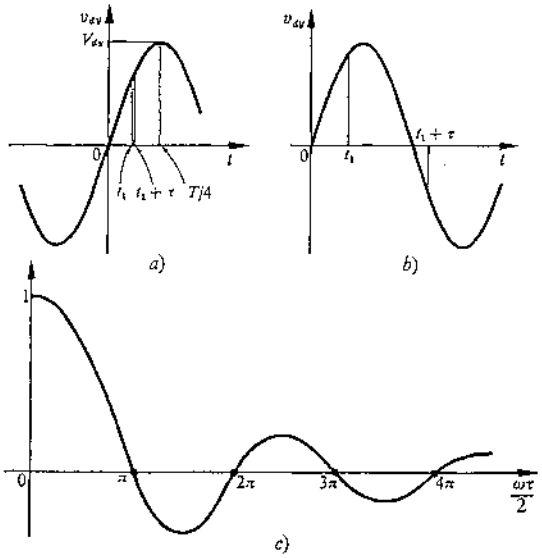


Figura 2.18. Rappresentazione del tempo di transito τ: *a*) regime dinamico di B.F.; *b*) regime dinamico di H.F.; *c*) andamento della funzione $\mathrm{sen}(\omega\tau/2)/(\omega\tau/2)$.

(1) In realtà τ è un poco maggiore del tempo che impiega l'elettrone a percorrere lo spazio l, per via dell'effetto ai bordi.

– *regime dinamico di alta frequenza*, cioè quando

$$v_{dy} = V_{dy}\,\mathrm{sen}\,\omega t \quad \text{con} \quad T = \frac{2\pi}{\omega}, \text{ dello stesso ordine di grandezza di } \tau.$$

Introducendo nella (2.7.) la precedente,

$$\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} = \frac{qV_{dy}}{md}\int_{t_1}^{t_1+\tau}\mathrm{sen}\,\omega t\,\mathrm{d}t = \frac{qV_{dy}}{md}\frac{1}{\omega}\left[-\cos\omega t\right]_{t_1}^{t_1+\tau} =$$

$$= \frac{qV_{dy}}{md}\frac{1}{\omega}\left[-\cos\omega(t_1+\tau) + \cos\omega t_1\right]$$

e ricorrendo a note formule trigonometriche,

$$\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} = \frac{qV_{dy}}{md}\frac{1}{\omega}\left[2\,\mathrm{sen}\,\omega\left(t_1+\frac{\tau}{2}\right)\mathrm{sen}\,\frac{\omega\tau}{2}\right].$$

Se si suppone nuovamente che $t_1 = T/2$, la precedente diviene

$$\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} = \frac{qV_{dy}}{md}\frac{2}{\omega}\mathrm{sen}\,\frac{\omega\tau}{2} = \frac{qV_{dy}}{md}\tau\frac{\mathrm{sen}\,\omega\tau/2}{\omega\tau/2}$$

che è uguale alla (2.8.) moltiplicata per $\dfrac{\mathrm{sen}\,\omega\tau/2}{\omega\tau/2}$.

Procedendo come prima si giunge perciò alla:

$$D_y = \frac{lL}{2\,dV_a}\frac{\mathrm{sen}\,\omega\tau/2}{\omega\tau/2}V_{dy} = s_y V_{dy} \qquad (2.11.)$$

dove

$$s_y = S_y\frac{\mathrm{sen}\,\omega\tau/2}{\omega\tau/2}$$

cioè la sensibilità dinamica è uguale al prodotto di quella statica per la funzione $\mathrm{sen}(\omega\tau/2)/(\omega\tau/2)$. Nella fig. 2.18.*c* è riportato l'andamento di questa funzione: è facile vedere che, aumentando ω, essa diminuisce rapidamente. Se si vuole che s_y non risulti molto minore di S_y, occorre che $\omega\tau/2 \ll \pi$ cioè, utilizzando le (2.9.) e (2.4.),

$$f \ll \frac{1}{l}\sqrt{\frac{2qV_a}{m}}. \qquad (2.12.)$$

Questo non è l'unico fenomeno che pone un *limite superiore alla frequenza* di lavoro del CRT. Ad esso si sovrappone l'effetto dei parametri parassiti del sistema di deflessione, cioè le induttanze dei collegamenti e le capacità delle placchette che, costituendo un circuito risonante serie, intervengono nel funzionamento in alta frequenza. Anche in questo caso è opportuno limitare l'utilizzazione a frequenze considerevolmente inferiori a quelle di risonanza.

Con le ultime tecniche costruttive, è possibile utilizzare il CRT fino al GHz, senza ricorrere alle tecniche di campionamento.

Considerazioni del tutto simili a quelle svolte in

questo paragrafo possono essere ripetute per trovare la sensibilità della deflessione orizzontale S_x pervenendo a risultati uguali.

b) *Conseguenze pratiche*

Una eccessiva vicinanza delle coppie di placchette di deflessione non è conveniente, perché si possono indurre disturbi dall'una all'altra. È questo il motivo per il quale le due coppie vengono poste una di seguito all'altra lungo l'asse del tubo e non alla stessa distanza dallo schermo. Anzi, va precisato che la più distante è sempre quella per la deflessione verticale, che risulterà quindi più sensibile.
Le placchette per la deflessione orizzontale sono infatti, il più delle volte, pilotate dalla tensione a dente di sega della base dei tempi, generata localmente, e quindi per esse non vi è un problema di sensibilità.
Un altro problema pratico è che possano nascere interazioni tra l'ultimo anodo e le placche di deflessione verticale, qualora tra di loro vi fosse una d.d.p., perché si creerebbe una lente a simmetria non più cilindrica e quindi componenti assiali non dipendenti dal potenziale acceleratore. Staticamente questo inconveniente dà luogo all'astigmatismo, di cui si è già detto. Dal punto di vista dinamico, se si applicasse il segnale di deflessione ad una placchetta e l'altra fosse posta a massa, si creerebbe una distribuzione di superfici equipotenziali (fig. 2.19.*a*) con componenti assiali dipendenti da v_{dy}. Ciò ha influenza negativa perché provoca un aumento della sensibilità per valori negativi del segnale e diminuzione per quelli positivi. Un fenomeno analogo succede per l'interazione tra la prima e la seconda coppia di placche, cosicché, per es., una sinusoide potrà risultare complessivamente deformata nelle ampiezze come in fig. 2.19.*b* (*distorsione trapezoidale*).
Per questi motivi non viene mai applicato un segnale ad una placchetta con l'altra a massa, ma si applica all'una un segnale $+ V_{dy}/2$ e all'altra $- V_{dy}/2$ (*deflessione bilanciata* o *in push-pull*).
In tal modo la d.d.p. complessiva tra le placchette è sempre la stessa, però in tutta la parte centrale, attorno all'asse del tubo, il potenziale è quasi nullo:

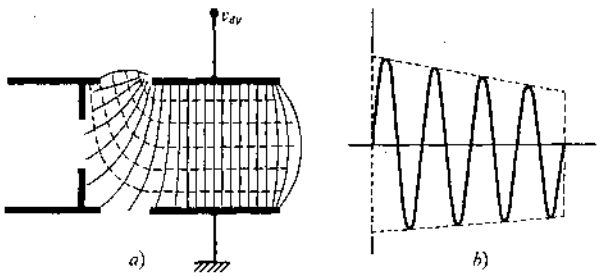


Figura 2.19. Distorsione trapezoidale: *a*) distribuzione del campo; *b*) distorsione della forma d'onda sullo schermo.

le precedenti distorsioni scompaiono quasi completamente tranne che per forti deflessioni.

Particolari costruttivi

L'espressione della traiettoria che l'elettrone compie entro le placche di deflessione, tra le quali il campo elettrico sia costante, si ricava dalle (2.2.) e (2.4.). Ne risulta,

$$y = \frac{1}{4}\frac{V_{dy}}{dV_a} z^2 .$$

È molto semplice verificare che, prolungando la traiettoria rettilinea dell'elettrone fino ad incontrare l'asse z, l'intersezione avviene nel punto $z = l/2$. Ciò significa che le cose vanno come se un elettrone del fascio arrivasse fino a quel punto senza subire alcuna deflessione per poi improvvisamente variare la sua traiettoria, sempre rettilinea, ma con inclinazione data dalla (2.5.) (fig. 2.20.*a*).
Uno degli obiettivi principali, nel progetto di un CRT, è di avere una *elevata sensibilità*: esaminando la (2.10.), si nota che le grandezze che entrano in questa formula sono in contrasto tra di loro e impongono quindi in fase di progetto alcuni compromessi che possono in parte essere evitati introducendo particolari accorgimenti tecnici. Sia gli uni che gli altri verranno qui di seguito presi in considerazione.

a) *Sensibilità-Deflessione massima*

Per ciò che riguarda le dimensioni delle placchette si vede che esse intervengono nella formula imponendo

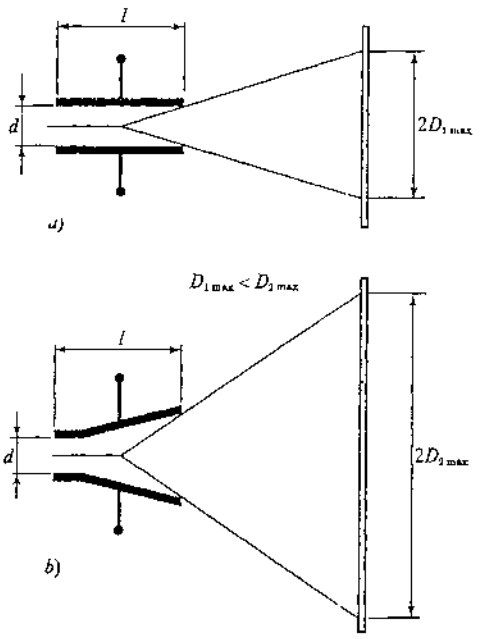


Figura 2.20. Confronto, a parità d *id* e *l*, tra le deflessioni verticali massime, prodotte da: *a*) placchette piane e parallele; *b*) placchette svasate.

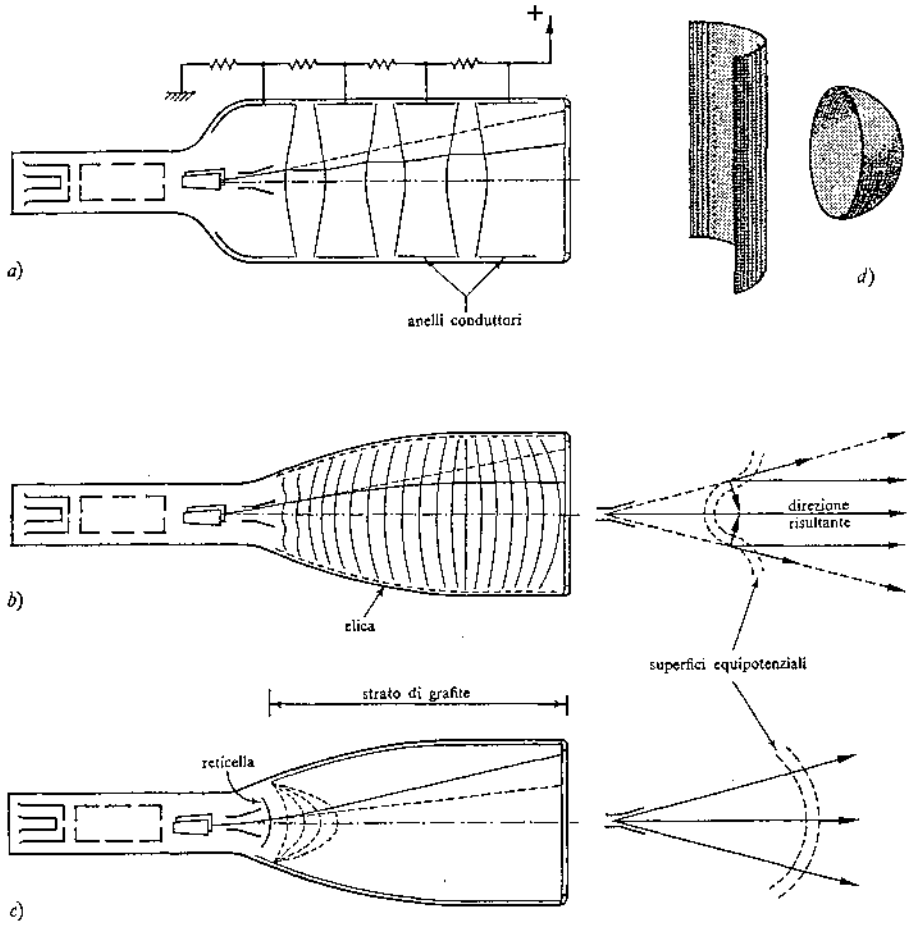


Figura 2.21. Anodi post-acceleratori e relativa traiettoria degli elettroni a confronto con quella (tratteggiata) in assenza di post-accelerazione: *a*) tipo Aquadag; *b*) ad elica; *c*) con reticelle e strato di grafite; *d*) forme di reticelle. (Nelle figure i tubi sono ruotati di 90°).

che siano lunghe e vicine, in modo da mantenere l'elettrone il più possibile sotto l'influenza di un forte campo elettrico.
Questa esigenza contrasta però con la possibilità di avere una notevole deflessione sullo schermo, in quanto, oltre un certo limite, il fascio urta contro il bordo d'uscita delle placche.
Per ovviare a questo inconveniente le placchette vengono realizzate non più piane e parallele, ma piegate in modo da aumentare l'apertura d'uscita (fig. 2.20.*b*).

b) *Sensibilità-Luminosità*

Sempre dalla (2.10.) si deduce che, per avere una sensibilità elevata, sarebbe necessario mantenere basso il potenziale acceleratore V_a. Questa condizione però contrasta con l'esigenza di avere sullo schermo una traccia nitida e brillante, risultato ottenibile con un fascio sottile e veloce di elettroni (V_a elevata).
Per soddisfare contemporaneamente a queste due esigenze, si mantiene abbastanza bassa V_a, (2÷3) kV (1), al fine di avere una elevata sensibilità, e si accelera successivamente il fascio tramite l'azione di appositi elettrodi acceleratori (PDA), situati oltre la zona di deflessione e mantenuti a potenziali notevolmente elevati (10÷20) kV.
Questo sistema consente di far pervenire allo schermo elettroni dotati di elevata energia senza che la sensibilità venga compromessa.
La postaccelerazione è indispensabile nella visualizzazione di segnali ad alta frequenza data l'elevata velocità di scrittura del fascio sullo schermo.
Dal punto di vista costruttivo, si è avuta una certa evoluzione nella forma degli elettrodi postacceleratori. I primi, del tipo Aquadag (fig. 2.21.*a*), costituiti da una serie di anelli conduttori separati e alimentati a potenziali crescenti verso lo schermo, introducevano distorsioni e compressioni della deflessione. Una compressione un poco minore si è ottenuta con l'introduzione di anodi postacceleratori ad elica (fig. 2.21.*b*), ulteriormente migliorati con l'introdu-

(1) Un fascio poco accelerato è più esposto all'influenza di campi elettromagnetici esterni. A ciò si rimedia circondando tutto il tubo (CRT) (tranne lo schermo) con materiali ad alta permeabilità magnetica (*mumetal*) e ponendo tutte le possibili cause di disturbi (trasformatori, circuiti di commutazione, induttori, ecc.), il più possibile lontani dallo schermo.

zione di reticelle (*mesh*) che contribuiscono a modificare la distribuzione delle superfici equipotenziali di postaccelerazione.
Risultati particolarmente buoni dal punto di vista della linearità di deflessione si sono ottenuti recentemente utilizzando reticelle ed un elettrodo postacceleratore costituito da uno strato di grafite depositato sulla superficie interna del tubo (fig. 2.21.*c*).

c) *Sensibilità-Frequenza*

Si è visto che una elevata sensibilità può essere ottenuta con le placche di deflessione lunghe, perché in tal caso l'elettrone rimane molto tempo sotto l'azione del campo (tempo di transito elevato). Ciò però pone una limitazione all'utilizzazione del CRT in alta frequenza, in quanto, durante il tempo di transito, la tensione di deflessione viene a variare (2.11.) e (2.12.).
Si riesce ad estendere superiormente il campo di frequenza adottando un sistema di placche di deflessione *distribuite*, nel quale la propagazione del campo di deflessione avviene alla stessa velocità con la quale viaggia l'elettrone del fascio, che in tal modo risulta soggetto ad un'azione simile a quella prodotta da un campo costante.
Tale sistema (fig. 2.22.) è costituito da una serie di coppie di placchette affiancate e collegate da opportune linee di ritardo. La velocità di propagazione del segnale dipende dai valori delle induttanze poste tra le placchette e dalle capacità delle stesse.

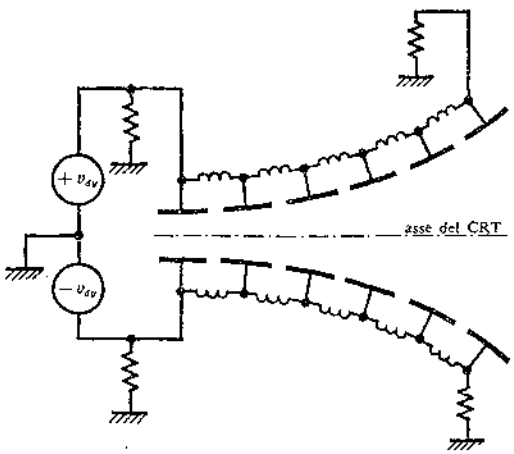


Figura 2.22. Placche di deflessione distribuite: le quattro resistenze servono per l'adattamento delle linee di ritardo.

Schermo

È la parete terminale del CRT (1): su di essa appare la traccia luminosa disegnata dal fascio elettronico con l'andamento della $y = f(x)$ che si vuole osservare.

(1) Ha normalmente forma rettangolare con rapporti tra i lati 4:10 e 8:10 (il più comune) per scopi generali; 1:4 (per H.F.); quadra o circolare per B.F.

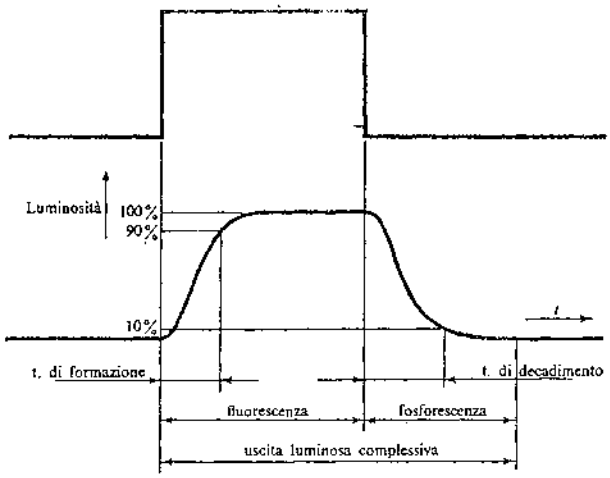


Figura 2.23. Risposta dei fosfori e nomenclatura.

Il motivo per cui appare la traccia luminosa è da ricercarsi nel fatto che sulla superficie interna dello schermo viene depositato uno straterello di sostanze luminescenti, impropriamente dette *fosfori*, ma nella realtà mescolanze di zinco, ossidi e sali di zinco e cadmio ed altri componenti, che, se colpite da elettroni, hanno la proprietà di emettere radiazioni comprese anche nel visibile.
Il fascio, formato da elettroni in possesso di una certa energia, urtando lo schermo, cede al materiale che lo riveste questa energia che, in parte viene dissipata in calore, in parte ionizza e in parte eccita il materiale colpito.
È a quest'ultimo fenomeno che si dà il nome di *luminescenza* e indica la luce prodotta quando lo schermo è colpito da elettroni: viene tradizionalmente considerata in parte *fluorescenza* e in parte *fosforescenza* a seconda che la causa eccitante sia presente o si sia già estinta, rispettivamente.
Poiché inoltre i fosfori presentano una certa inerzia nella risposta, i tempi di ritardo inerenti sono detti rispettivamente *tempo di formazione* e *tempo di decadimento*. Tutto questo è illustrato nella fig. 2.23. nella quale si suppone che la corrente del fascio vari in modo impulsivo.
Le caratteristiche principali per le quali vengono scelti i vari tipi di fosfori sono sostanzialmente due:

– il *colore* della luce generata, a seconda dell'uso che si deve fare dell'immagine, e cioè per semplice visione, per fotografia o per film. Esistono infatti lunghezze d'onda, e quindi colori, a cui l'organo ricevitore è più sensibile: l'occhio umano al colore verde-giallo ($\lambda \simeq 555 \cdot 10^{-9}$ m), la pellicola fotografica al blue o agli ultravioletti, ecc.;

– la *persistenza* (2) della luminosità, che può essere

(2) La persistenza rappresenta il permanere della luminosità dopo che è scomparsa la causa eccitante ed è praticamente coincidente con il tempo di decadimento. Talvolta, per prove in ambienti bui, si attende che il decadimento arrivi fino all'1% e non solo al 10% come nella norma.

Tabella 2.1. *Tipi di schermi.*

Tipo		*Persistenza* (ms)				*Colore*	
Europa	USA		10%	1%	0,1%	fluorescenza	fosforescenza
BE	P11	media-corta	20	70	130	blue	—
GH	P31	media-corta	0,6	8	90	verde	verde
GJ	P1	media	28	75	120	giallo-verde	giallo-verde
GM	P7	lunga	60	1500	13000	blue-porpora	giallo-verde
GP	P2	media-corta	1,2	140	2000	bluette-verde	verde

Condizioni di misura:

Tensione anodo acceleratore	4 kV
Corrente del fascio	5 μA/cm²
Focalizzazione	sfocalizzato

breve, media, lunga a seconda dei tipi di segnali da osservare: con elevata frequenza di ripetizione o non ripetitivi (ma per fotografia), per scopi generali, di bassa frequenza di ripetizione e non periodica, rispettivamente (tab. 2.1.).

Inoltre è necessario considerare, tra le caratteristiche di un fosforo, anche la resistenza alla *bruciatura*. Infatti tutti gli schermi possono subire danni irreversibili da un errato controllo dell'energia del fascio quando le condizioni di funzionamento siano particolari (luminosità eccessiva e/o velocità di esplorazione nulla o molto bassa). Occorre considerare che di questa energia circa il 90% viene dissipato in calore ed è quindi necessario che il fosforo sia nelle condizioni di poterlo smaltire.

A ciò contribuisce la presenza di un sottile strato di alluminio depositato con particolare processo (*alluminiatura*) all'interno dello schermo sui fosfori e la cui funzione principale è quella di riflettere come uno specchio le radiazioni luminose emesse dai fosfori verso l'interno del tubo. Ciò consente, a parità di densità di corrente del fascio, un aumento di resa luminosa, che però non raggiunge il 100%, in quanto parte dell'energia del fascio va perduta nell'attraversamento di questo strato.

Negli oscilloscopi per scopi generali attualmente viene adottato più frequentemente il fosforo P 31 che presenta il massimo di energia di radiazione alle lunghezze d'onda di maggior sensibilità per l'occhio umano, valori medi di persistenza e resistenza alla bruciatura molto elevata.

Per effettuare misure sull'immagine che compare, si utilizza un *reticolo* che normalmente è inciso sulla superficie di vetro dello schermo. È costituito da linee orizzontali e verticali distanti tra loro di una quantità (*divisione*) che può essere 10 mm o un valore maggiore o minore a seconda delle dimensioni dello schermo.

Negli oscilloscopi di minor pregio il reticolo è applicato esternamente e ciò è causa di un *errore di parallasse*. Dove si è cercato di eliminare completamente questo errore, il reticolo viene invece inciso sulla superficie interna del vetro dello schermo.

Allineamento

Il costruttore si preoccupa di far coincidere gli assi del sistema di deflessione con gli assi corrispondenti del reticolo fin dalla fase di costruzione. Poiché ciò non si riuscirà a realizzare completamente, negli oscilloscopi è previsto un *controllo di allineamento* che fa capo ad un sistema magnetico di rotazione della traccia (fig. 2.24.), che sottopone il fascio a forze dirette in senso tangenziale alle sezioni ortogonali del tubo.

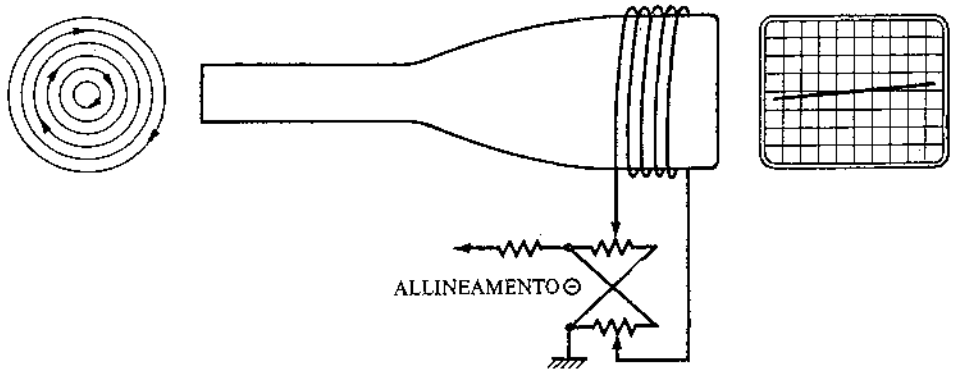


Figura 2.24. Sistema magnetico di rotazione della traccia.

Analogamente è tavolta prevista la possibilità di correggere un eventuale errore di orientamento tra l'asse delle placche di deflessione orizzontale e verticale (se $\neq 90°$). Il sistema è uguale al precedente, ma è situato sul collo del tubo in corrispondenza delle placchette verticali.

CRT speciali

Il tubo a raggi catodici preso in esame è quello per scopi generali. Nella tecnica degli oscilloscopi ve ne sono anche che, per struttura e/o prestazioni particolari, possono essere detti speciali. Vengono illustrati qui di seguito gli aspetti salienti dei più importanti.

Doppi

Spesso nella pratica si sente la necessità di osservare sullo schermo di un oscilloscopio due o più segnali contemporaneamente, come, per es., l'ingresso e l'uscita di un amplificatore, le forme d'onda nei vari punti di un multivibratore, ecc.
Rispondono a questa esigenza diverse tecniche. Negli oscilloscopi « doppia traccia » (*dual trace* o *switched inputs*) due segnali in ingresso vengono alternativamente connessi ad un unico sistema di amplificazione finale e di deflessione verticale secondo la tecnica « time sharing ».
Il CRT è normale, tutto si risolve a livello di circuiti ed è descritto in altra parte.
Quando invece si realizzino oscilloscopi « a doppio cannone » (*dual gun*) o a « doppio fascio » (*dual beam*), il problema viene risolto all'interno del CRT. In essi il fascio può essere generato da un unico cannone e quindi lo si suddivide in due parti, ognuna delle quali viene avviata all'interno di una coppia di placche di deflessione verticali. La divisione del fascio avviene per l'intervento di un elettrodo divisore posto in prossimità dell'ultimo anodo acceleratore, prima delle placche di deflessione e serve anche da schermo tra le due coppie di placche verticali.
Questo metodo limita la luminosità ottenibile ed è quindi poco indicato per segnali molto veloci. Inoltre il comando di luminosità è unico e quando si debbano osservare segnali di diversa velocità ciò può essere un inconveniente.
Gli ultimi progressi nella tecnologia dei CRT hanno consentito di realizzare dei tubi, contenenti due cannoni completi, detti appunto a « doppio cannone », che quindi possono essere considerati due CRT nello stesso involucro. In questo modo la luminosità dei due segnali può essere regolata in modo indipendente. Nel caso del dual gun si hanno due coppie di placchette X che, collegate a due diverse basi dei tempi, permettono la visualizzazione contemporanea di due segnali non correlati, mentre nel dual beam la deflessione orizzontale è comune per entrambi i canali.

Memoria

I CRT a memoria sono tubi speciali che mantengono la traccia luminosa per un tempo superiore a quello di persistenza di qualunque fosforo.
Vengono trattati a parte.

Circuito elettrico

Si conclude riportando le caratteristiche di un CRT moderno di buone prestazioni, utilizzato per oscilloscopi per scopi generali (fig. 2.25.). Vengono anche indicati i vari potenziali di lavoro.
Si noti che variazioni del potenziale postacceleratore non influiscono molto sulle prestazioni del CRT, mentre sia la scarsa stabilità che i disturbi nella alimentazione degli elettrodi del cannone influiscono sulla sensibilità, sulla luminosità e sulla focalizzazione. È per questo motivo che viene posta una cura particolare nella realizzazione di queste ultime alimentazioni in modo tale che le loro possibili variazioni, ripercuotendosi sul fascio, non siano rilevabili in alcun modo sullo schermo durante il funzionamento.
Un'altra considerazione riguarda la chiusura del circuito del fascio: se si considera che esso è costituito da un flusso di elettroni che dal catodo si trasferisce sullo schermo (corrispondente ad una corrente di $2 \div 10\ \mu A$), se non vi fosse modo di asportare gli elettroni dallo schermo, questo si cariche-

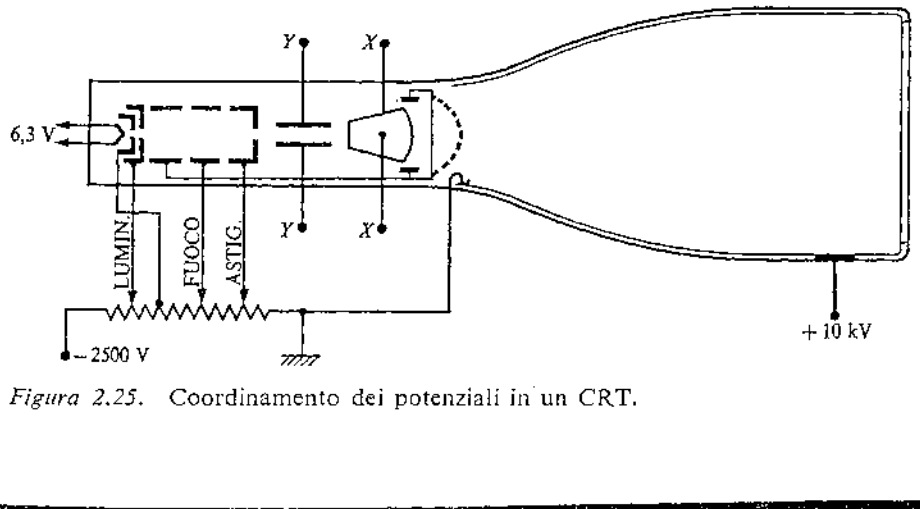


Figura 2.25. Coordinamento dei potenziali in un CRT.

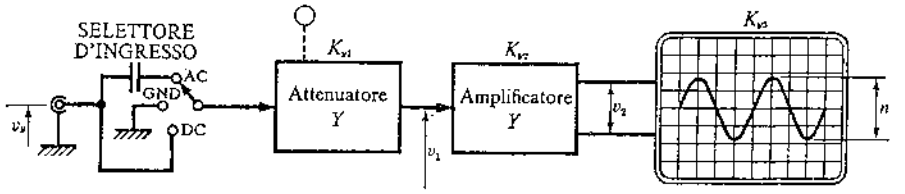


Figura 2.26. Schema generale del canale *Y*.

rebbe ad un potenziale negativo tale da creare un campo elettrico così elevato da respingere gli elettroni in arrivo.
Fortunatamente, parte dell'energia del fascio che colpisce lo schermo va spesa in lavoro di estrazione: vengono emessi elettroni per effetto secondario che poi sono raccolti da un rivestimento conduttore (di grafite) che ricopre internamente la parte terminale dell'involucro del tubo e che è collegato all'ultimo anodo. In tal modo si chiude il percorso della corrente.

1.4. Canale Y (o verticale)

La funzione principale di questa parte dell'oscilloscopio è di portare il livello di tensione del segnale applicato al suo ingresso ad un valore tale da poter essere rappresentato in modo soddisfacente sullo schermo.
Occorre infatti tener presente che, per avere una deflessione a tutto schermo, alle placche verticali deve pervenire una tensione di alcune decine di volt.
Inoltre, per poter visualizzare segnali sia grandi che piccoli, all'ingresso del canale *Y* debbono trovare posto stadi di attenuazione e di amplificazione.
La sua struttura generale è quella riportata nella fig. 2.26. Il selettore d'ingresso ha tre posizioni:
– in DC si possono visualizzare e misurare segnali la cui frequenza è piccola fin che si vuole;
– in AC invece, per la presenza del condensatore, esiste una frequenza di taglio inferiore (a — 3 dB), tipicamente compresa tra 3 e 10 Hz, il cui valore in ogni caso non sarà mai maggiore di

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C R_{in}}$$

dove con R_{in} si indica la resistenza d'ingresso dell'oscilloscopio.
Questa posizione del selettore risulta particolarmente utile quando si voglia esaminare un segnale variabile di piccola ampiezza sovrapposto ad un livello di continua molto elevato (per es., il ronzio di un alimentatore). In DC, una amplificazione adeguata alla parte variabile, agendo anche sulla componente continua, porterebbe il segnale utile fuori schermo. In AC invece, eliminata la componente continua, si può liberamente ingrandire la parte variabile.
– Una terza posizione GND, spesso presente, pone a massa l'ingresso del canale *Y* e stabilisce quindi il livello di zero a cui riferire il segnale da osservare.
Tornando all'esame dello schema a blocchi, se si indicano con

$$K_{y1} = \frac{v_y}{v_1}; \quad K_{y2} = \frac{v_1}{v_2}; \quad K_{y3} = \frac{v_2}{n} \ (^1)$$

(dove n è il numero delle divisioni contate sullo schermo) risulta ovviamente

$$K_y = \frac{v_y}{n} = K_{y1} \cdot K_{y2} \cdot K_{y3}$$

dove K_y è il *fattore di deflessione* del canale *Y* ed è misurato in V/div.
Si noti che, mentre K_{y2} e K_{y3} sono praticamente costanti, K_{y1} e quindi K_y sono fatti variare agendo sull'attenuatore (se per es. $K_y = 0{,}2$ V/div e sullo schermo il segnale occupa 4 div, significa che $v_y = 0{,}8$ V).
Se $K_{y1} = 1$ (attenuatore escluso), l'oscilloscopio si trova nella *condizione di massima sensibilità*, ovvero, fissato il più piccolo segnale che si vuole visualizzare in una divisione e il tipo di CRT utilizzato, risulta determinato il valore del guadagno dell'amplificatore *Y*, cioè $1/K_{y2}$.
Un altro problema fondamentale è connesso con la frequenza: poiché si vogliono eseguire misure di ampiezza e per tale scopo il canale *Y* è tarato, bisogna che la sua risposta in frequenza sia costante (piatta) in tutto il campo previsto dal costruttore.
Questo obiettivo viene raggiunto ponendo in cascata un *attenuatore compensato*, cioè uno stadio la cui attenuazione è indipendente dalla frequenza, con un *amplificatore a larga banda*, generalmente costituito da più stadi.
È proprio la frequenza di taglio superiore di questo amplificatore che pone il limite massimo al campo di frequenza di tutto lo strumento e che allo stato attuale della tecnica può arrivare al massimo a 500 MHz.
I due problemi poi, quello della sensibilità e quello della larghezza di banda, sono strettamente collegati; si può infatti ritenere che, a parità di tecnica

(1) Si noti che K_{y3} è uguale all'inverso di S_y.

circuitale e di qualità dei componenti, il rapporto

larghezza di banda / fattore di deflessione min (1)

sia costante e quindi un oscilloscopio molto sensibile avrà una frequenza di taglio superiore non tanto elevata, mentre un modello per alte frequenze avrà non tanto elevata la sensibilità.
Naturalmente, tutto il canale *Y* deve poter funzionare anche in continua, perciò l'amplificatore dovrà avere una curva di risposta come quella rappresentata in fig. 2.27. e quindi la frequenza di taglio superiore viene a coincidere con la banda passante.

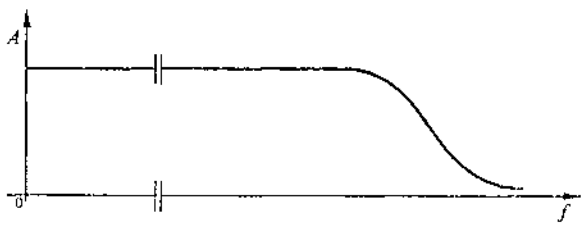


Figura 2.27. Curva di risposta dell'amplificatore *Y*.

Un modo alternativo di specificare le prestazioni di frequenza del canale *Y* è quello di fornire *il tempo di salita* che è legato alla larghezza di banda dalla:

larghezza di banda × *tempo di salita* = 0,35 (2).

Questi due modi sono equivalenti e permettono all'operatore di valutare la bontà dell'oscilloscopio, limitatamente a questo aspetto, a seconda delle proprie necessità (funzionamento sinusoidale o impulsivo).

Esempio. Si voglia osservare un segnale impulsivo il cui tempo di salita sia 10 ns. Che oscilloscopio usare?
Il criterio da seguire è che l'oscilloscopio non introduca distorsioni apprezzabili nel segnale e ciò si ottiene sicuramente se il suo tempo di salita è piccolo (per es. 1/5) rispetto a quello del segnale.
Tenuto conto che $t_m = \sqrt{t_s^2 + t_y^2}$, dove t_m è il tempo di salita misurato sullo schermo, t_s quello del segnale all'ingresso e t_y il tempo di salita introdotto dal canale *Y* dell'oscilloscopio, è facile verificare che se $t_s \geqslant 5t_y$, l'errore che si compie considerando $t_m \simeq t_s$ è $\leqslant 2\%$.
Nel caso di segnale con $t_s = 10$ ns occorrerà allora utilizzare un oscilloscopio con t_y non maggiore di 2 ns, equivalente ad una larghezza di banda di circa 170 MHz.
Si noti che, se lo scopo è soltanto quello di confrontare i tempi di salita di due segnali impulsivi, si può pure utilizzare un oscilloscopio che abbia un t_y circa uguale a quello dei due segnali (non occorre che sia minore).

(1) In queste condizioni, $K_{y1} = 1$ e considerando che K_{y3} non dipende dalla frequenza (perché la frequenza limite superiore del CRT è molto più elevata di quella dell'amplificatore), l'espressione indicata equivale alla *figura di merito* dell'amplificatore, cioè al prodotto *guadagno* × *banda*.
(2) In realtà, a seconda della struttura del circuito, cioè dal numero di componenti reattivi contenuti, si possono avere valori compresi tra 0,33 e 0,50. Il valore 0,35 si riferisce al semplice circuito ad un solo elemento reattivo.

Attenuatore compensato

Come già detto, serve a portare l'ampiezza del segnale al valore più opportuno per essere visualizzato. È costituito da un certo numero di sezioni, ad ognuna delle quali corrisponde un diverso valore dell'attenuazione e che vengono inserite tramite commutatore in modo da realizzare la sequenza del fattore di deflessione

1, 2, 5, ... (cioè = 0,005 — 0,01 — 0,02 ... V/div).

L'elemento base di ogni sezione è la cella ad *L* resistivo-capacitiva, con la quale si realizza un certo K_y con valore indipendente dalla frequenza del segnale.
La situazione che si presenta nella pratica è quella illustrata nella fig. 2.28.*a*, dove con R'_{in} e C'_{in} si sono indicate resistenza e capacità d'ingresso dello stadio successivo. La struttura ad *L* alla destra del condensatore C_3 può essere semplificata (fig. 2.28.*b*).
Dal punto di vista del progetto, le considerazioni da tener presente per ogni sezione sono:
– il valore di K_y che si vuole realizzare;
– la compensazione (3);
– l'adattamento dell'impedenza.

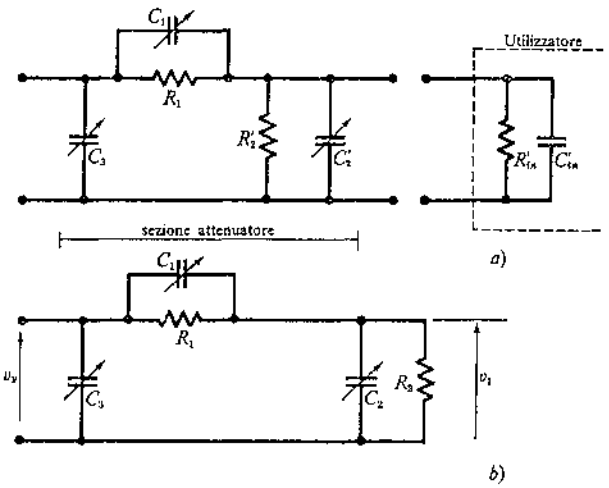


Figura 2.28. *a*) sezione di attenuatore compensato; *b*) schema equivalente con $C_2 = C'_2 + C'_{in}$ e $R_2 = R'_2 /\!/ R'_{in}$.

(3) Si tenga presente che nel caso della fig. 2.28.*b* il rapporto d'attenuazione vale

$$K_{y1} = \frac{V_y}{V_1} = 1 + \frac{\dfrac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}}{\dfrac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}$$

e si veda che, perché risulti indipendente dalla frequenza, deve essere

$$1 + j\omega R_1 C_1 = 1 + j\omega R_2 C_2$$

e quindi

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad (\textit{condizione di compensazione}).$$

In tal caso

$$K_{y1} = 1 \div R_1/R_2 .$$

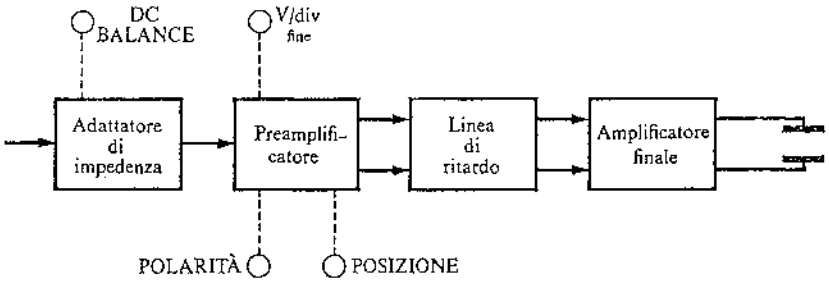


Figura 2.29. Schema dell'Amplificatore *Y*.

Poiché l'oscilloscopio, qualunque sezione dell'attenuatore si inserisca (anche se è completamente escluso, come nella condizione di massima sensibilità), deve presentare la stessa impedenza d'ingresso (R_{in} in parallelo a C_{in}) (1), è necessario che questa coincida con quella d'ingresso dello stadio successivo (R'_{in} in parallelo a C'_{in}).

Esempio. Dimensionare la sezione di attenuatore (fig. 2.28.*a*) occorrente per avere $K_y = 500$ mV/div. Il prodotto $K_{y2} \cdot K_{y3}$ vale 10 mV/div, mentre l'impedenza d'ingresso dell'oscilloscopio vale (1 MΩ in parallelo con 25 pF).
Ci si occupa prima dell'attenuazione:

$$K_{y1} = \frac{K_y}{K_{y2} \cdot K_{y3}} = \frac{500}{10} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

da cui

$$R_1 = 49 R_2$$

ma

$$R_{in} = R_1 + R_2$$

e quindi

$$R_1 = 980\ \text{k}\Omega\,, \qquad R_2 = 20\ \text{k}\Omega\,, \qquad R'_2 = 20{,}4\ \text{k}\Omega\,.$$

In linea di principio C'_2 potrebbe essere nulla. In tal caso, compensando, risulterebbe

$$C_1 = \frac{R_2 C_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} C'_{in} = \frac{25}{49}\, 10^{-12} = 0{,}51\ \text{pF}$$

Occorrerebbe perciò utilizzare un condensatore variabile di capacità molto piccola e quindi si preferisce, per motivi pratici, porre una C'_2 di valore comodo (normalizzato). Nel caso in esame, scegliendo $C'_2 = 180$ pF, risulta $C_2 = 205$ pF e quindi:

$$C_1 = \frac{R_2}{R_1} C_2 = \frac{205}{49}\, 10^{-12} = 4{,}18\ \text{pF}$$

Infine bisogna regolare C_3 in modo che

$$C_{in} = C_3 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 25\ \text{pF}\,,$$

ovvero

$$C_3 = (25 - 4{,}10) \cdot 10^{-12} = 20{,}9\ \text{pF}\,.$$

(1) Soprattutto per poter utilizzare correttamente una sonda (*probe*) senza incorrere in errori di calibratura e di compensazione.

Amplificatore Y (2)

L'amplificatore *Y*, per consentire al canale *Y* le prestazioni di cui si è detto, deve avere impedenza di ingresso molto elevata (3), essere in continua e a larga banda, avere guadagno molto stabile, basso rumore e distorsione, anche con grandi escursioni di tensione in uscita.
Tutti questi risultati si ottengono con la struttura interna indicata nello schema a blocchi della fig. 2.29.

Adattatore d'impedenza

È motivato dalla necessità che il canale *Y* abbia una elevata impedenza d'ingresso e che l'attenuatore sia sempre chiuso sulla stessa impedenza. Si tratta quindi di un amplificatore a guadagno di tensione pressoché unitario, ma con grande impedenza d'ingresso e piccola d'uscita.
Un circuito tipico è quello della fig. 2.30.*a*, realiz-

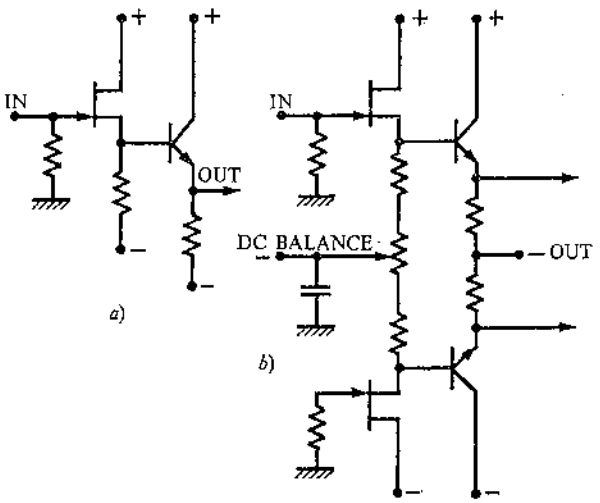


Figura 2.30. Circuiti semplificati di adattatori di impedenza: *a*) sbilanciato; *b*) bilanciato.

(2) In questo studio si fa esplicito riferimento al *plug-in* «*Dual Channel Vertical Amplifier*», mod. 1801 A della *Hewlett-Packard*.
(3) Tipicamente 1 MΩ//(10÷80) pF. Solo negli oscilloscopi per frequenze molto elevate (oltre 100 MHz) talvolta la resistenza d'ingresso è di 50 Ω, mentre lo è sempre oltre i 200 MHz, quando l'esigenza dell'adattamento diviene irrinunciabile.

zato con due inseguitori in cascata, il primo a FET (per l'impedenza d'ingresso), il secondo a BJT (per l'impedenza d'uscita) ed è completato da dispositivi di protezione contro le sovratensioni che non appaiono nel circuito per motivi di semplicità.
L'impedenza d'ingresso del FET è superiore ai 100 MΩ e quindi ponendo tra G e massa la resistenza da 1 MΩ, la resistenza d'ingresso sarà costante e uguale ad 1 MΩ, a meno dell'1%.
Essendo tutti i circuiti dell'amplificatore Y in continua, vi è il problema della deriva che può provocare spostamenti della traccia sullo schermo. Per ridurre questo inconveniente, come pure disturbi dovuti alla rete o ad altre cause, che possono rendere la traccia meno « pulita », si ricorre ad una struttura generale del circuito di tipo differenziale (fig. 2.30.*b*). In tal modo, tutti i disturbi di cui si è detto, nella misura in cui potranno considerarsi segnali di modo comune, verranno (teoricamente) eliminati, in ogni caso notevolmente ridotti.
È necessario che il circuito sia assolutamente simmetrico come dimensionamento: a tale scopo vi è una regolazione detta DC BALANCE per azzerare il circuito e minimizzare lo scostamento della traccia quando si cambi la polarità del segnale all'uscita del canale Y (POLARITÀ +/—) ed inoltre perché non vi siano influenze termiche dissimmetriche, i transistori di ogni stadio o sono connessi ad uno stesso dissipatore, o addirittura sono delle coppie monolitiche.

Preamplificatore

Prima di procedere oltre, è bene osservare che negli amplificatori, al crescere della frequenza, il guadagno tende a diminuire: ciò è dovuto in buona parte all'impedenza della sorgente del segnale ed alla capacità parassita $C_{b'c}$ tra base e collettore, che, amplificata per via dell'effetto Miller, introduce una reazione negativa tanto più intensa quanto più elevato è il guadagno e più grande la frequenza.
Per ridurre questo inconveniente, che si esalta quanto più elevata è la larghezza di banda dell'oscilloscopio, spesso viene adottata per questi amplificatori la configurazione *cascode* (fig. 2.31), nella quale vi è uno stadio a emettitore comune in cascata con uno a base comune. Il primo, funzionando a basso guadagno di tensione perché chiuso su di un carico piccolo, minimizza l'effetto Miller, mentre il secondo agisce da convertitore corrente-tensione, contribuendo ad elevare il guadagno di tensione. Un ulteriore contributo ad una risposta meno influenzata dalla frequenza è dato dal gruppo RC sull'emettitore del 1° stadio: al crescere della frequenza la sua impedenza risulta sempre più piccola e quindi diminuisce l'effetto degenerativo.
Naturalmente viene mantenuta la struttura differenziale per i motivi già detti e perché all'uscita del canale Y, per pilotare le placche di deflessione, occorrono due segnali bilanciati (*astigmatismo-distorsione trapezoidale*). È proprio all'ingresso del preamplificatore che il segnale diviene bilanciato.
Si noti che i collettori dei transistori d'ingresso sono collegati con resistori variabili, agendo sui quali si regola la corrente che viene inviata ai base comune: servono quindi uno per la calibrazione, l'altro per variare in modo fine il guadagno di tutto il canale Y. Naturalmente la calibrazione viene fatta con il comando fine del guadagno in una posizione ben

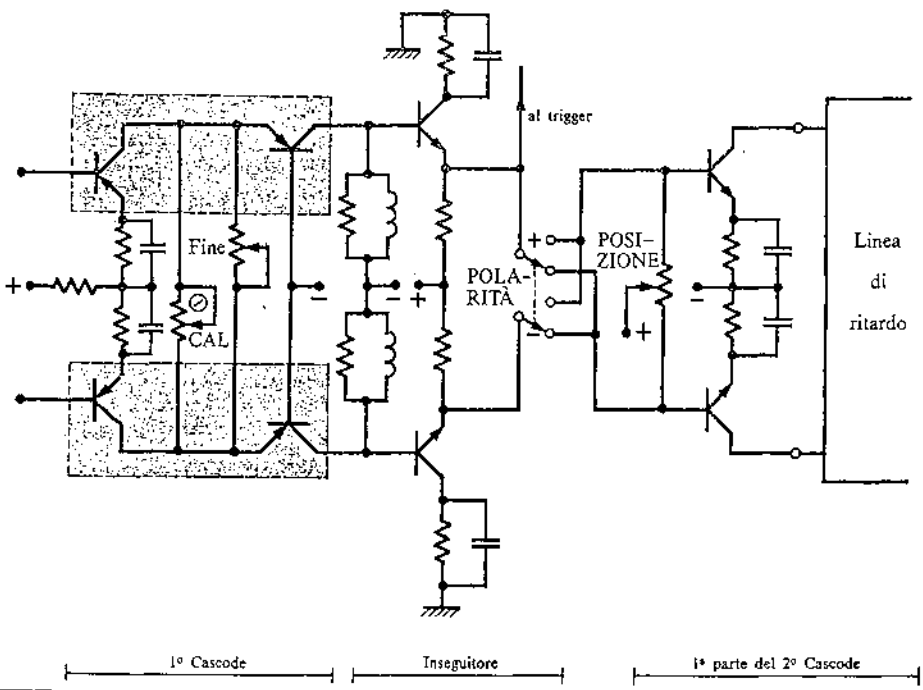


Figura 2.31. Circuito semplificato del preamplificatore Y.

precisa, uscendo dalla quale, le indicazioni di V/div non sono più attendibili. Il comando fine (*vernier*) del fattore di deflessione serve per coprire con continuità l'intervallo compreso tra due scatti dell'attenuatore.

Successivamente, con un commutatore, si può scambiare la *polarità* del segnale, in modo molto semplice, dato che il canale ha struttura differenziale.

Vi è poi un secondo stadio cascode, ma di esso solo la prima metà fa parte del preamplificatore.

Prima di passare allo stadio successivo, il segnale viene anche inviato all'amplificatore del trigger per comandare l'avvio del dente di sega.

In alcuni oscilloscopi per frequenze elevate, la struttura del preamplificatore non è come quella descritta: il segnale viene mantenuto sbilanciato e gli si fanno percorrere due vie, una per le componenti del segnale alle frequenze più basse, l'altro alle frequenze più alte e poi si ricongiungono all'uscita. In ogni via il segnale viene amplificato e attenuato a scatti in modo da presentarlo sempre dell'ampiezza più adatta all'ingresso dell'amplificatore finale. Una tecnica di questo genere consente di adattare anche il guadagno del preamplificatore all'ampiezza del segnale di ingresso e quindi, per es., con segnali grandi, non succede che vengono prima attenuati e poi amplificati, con conseguente decadimento del rapporto S/N.

Linea di ritardo

Negli oscilloscopi con banda oltre i (15÷20) MHz, il segnale all'uscita del preamplificatore, prima di giungere all'amplificatore finale, viene mandato ad una *linea di ritardo.*

Occorre infatti ricordare che normalmente è lo stesso segnale che si vuole osservare che comanda la partenza del dente di sega della deflessione orizzontale. Ma poiché dal momento che questo segnale è stato prelevato dal preamplificatore a quando parte il dente di sega intercorrono i tempi di risposta dei circuiti della base dei tempi, si rischia che la deflessione orizzontale parta dopo quella verticale, e quindi che vada perduta tutta la prima parte del segnale, che spesso è proprio la più significativa (fig. 2.32.).

Inserendo dopo il preamplificatore una linea di ritardo opportunamente dimensionata, si ottiene che il segnale arrivi alle placche di deflessione verticale un poco dopo che è partito il dente di sega.

È necessario che la linea sia correttamente terminata (sulla sua impedenza caratteristica $Z_0 = \sqrt{L/C}$, con L e C induttanza e capacità per unità di lunghezza della linea). Se ciò è verificato, il tempo di ritardo introdotto (del centinaio di ns) dipende solo dalle sue caratteristiche fisico-geometriche e non dalla frequenza.

In passato si utilizzavano linee artificiali (a parametri concentrati) perché, malgrado la maggiore difficoltà nella messa a punto, potevano essere realizzate con impedenze caratteristiche più elevate. Con i transistori ciò non è più necessario e attualmente sono sempre a parametri distribuiti, cioè linee di trasmissione bifilari o coassiali o con percorsi su circuiti stampati (*strip lines*).

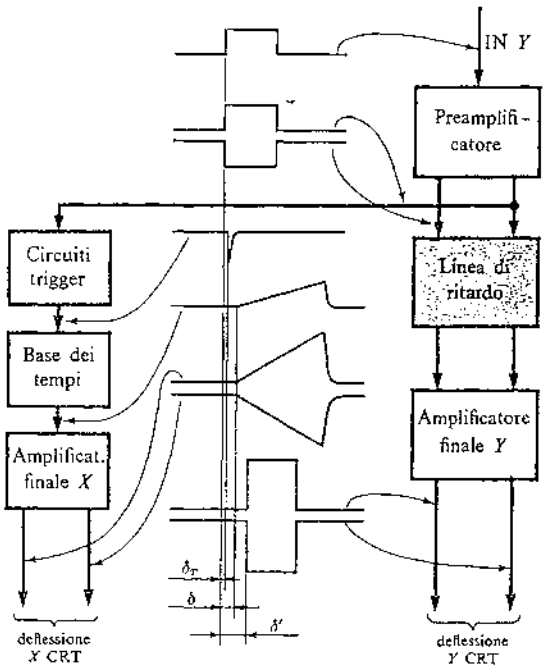


Figura 2.32. Linea per la compensazione dei tempi di ritardo nello Oscilloscopio. δ_T = ritardo impulso di trigger; δ = ritardo del canale X; δ' = ritardo del canale Y.

Amplificatore finale

Il segnale proveniente dalla linea di ritardo arriva dapprima alla seconda metà dell'amplificatore cascode, poi ad un amplificatore a emettitore comune e da ultimo all'amplificatore d'uscita sempre con struttura cascode (fig. 2.33.).

Mentre nel preamplificatore il segnale viene elaborato (diviene bilanciato, gli viene introdotta una continua, ecc.) ed amplificato in corrente, nell'amplificatore finale l'obiettivo principale è quello di aumentare il livello di tensione del segnale per renderlo capace di pilotare le placche di deflessione.

Il comando a pulsante BEAM FINDER risulta molto utile quando, per una qualsiasi ragione (in genere cattiva regolazione dei comandi frontali dello strumento), il pennello sia finito fuori schermo e quindi non appaia la traccia luminosa. Premendolo, si riduce notevolmente l'alimentazione di uno degli stadi finali e quindi, a causa della riduzione del guadagno, il fascio viene riportato sullo schermo dalla parte dove esso era uscito, favorendo in tal modo la messa a punto dello strumento.

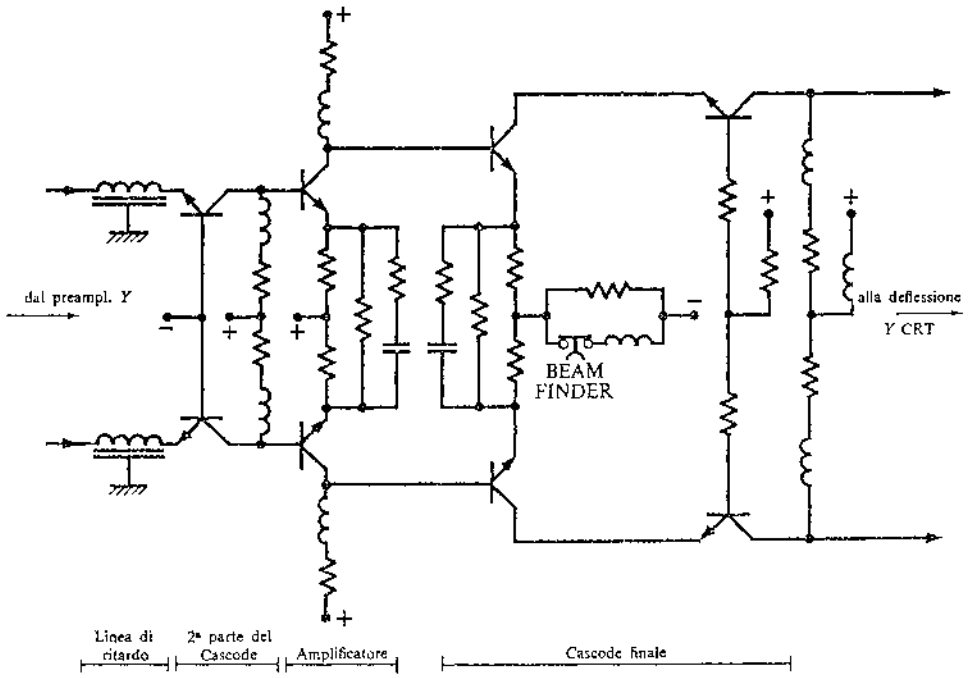


Figura 2.33. Amplificatore finale *Y*.

Doppia traccia

Si è già accennato (§ 1.3. a pag. 74) all'esigenza di vedere sullo schermo più di un segnale contemporaneamente e di come ciò possa essere ottenuto mediante l'uso di CRT speciali.
Una soluzione di questo tipo richiede però due amplificatori *Y* e due linee di ritardo, parti queste che incidono notevolmente sul costo dell'oscilloscopio; inoltre anche il CRT a doppio fascio richiede una tecnica costruttiva raffinata e quindi costosa e non dà prestazioni buone come un CRT a singola traccia. Per tutti questi motivi, attualmente la soluzione preferita e che si trova ormai anche in oscilloscopi di medio costo, è quella detta a « *doppia traccia* » (1) o a « *ingressi commutati* » che si rifà al concetto di multiplex.

(1) Più genericamente « multitraccia ». Esistono infatti realizzazioni che consentono di osservare contemporaneamente 4, 6, 8 tracce. Non sono molto frequenti e sempre sotto forma di *plug-in*.

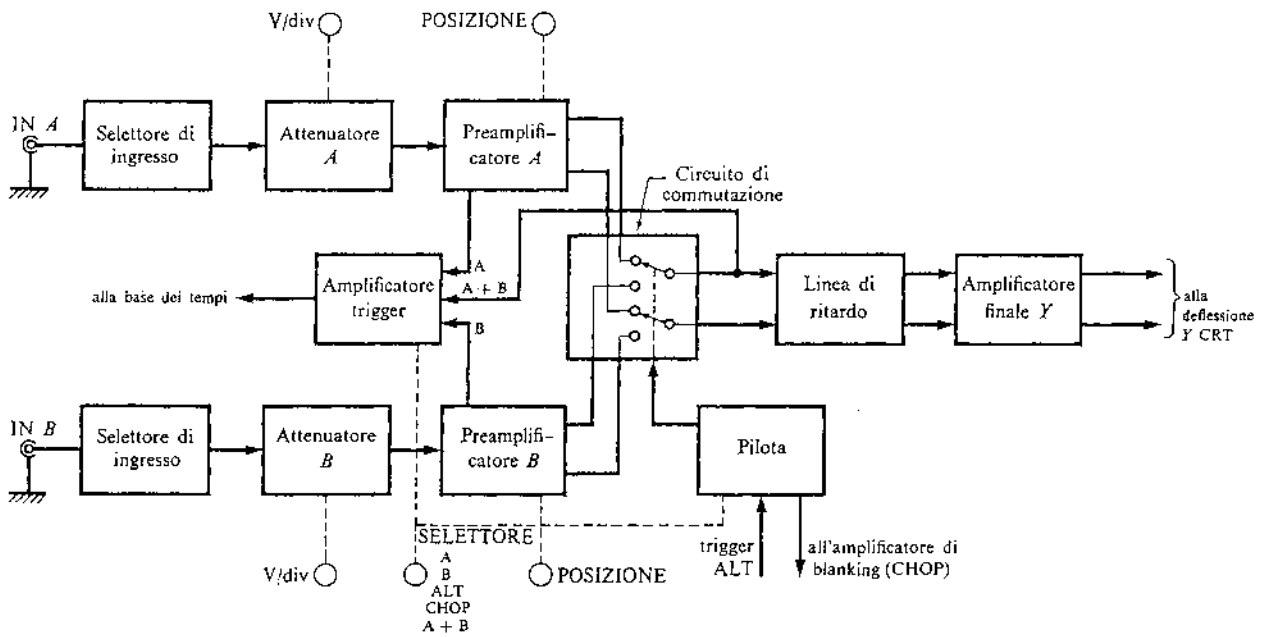


Figura 2.34. Canale verticale di un Oscilloscopio a doppia traccia.

Per comprendere su quali principi sia basata, ci si riferisca allo schema della fig. 2.34.
I due segnali che si vogliono visualizzare e che nel seguito verranno chiamati v_{yA} e v_{yB}, vengono ciascuno applicati all'ingresso di due canali (A e B) del tutto identici tra loro ed uguali, fino allo stadio di preamplificazione, al canale Y illustrato precedentemente. Le uscite di questi vengono avviate ad un *circuito di commutazione* costituito da porte (*gate*) a diodi comandate da un *circuito pilota* (multivibratore), che pone in collegamento il canale A e il canale B alternativamente con la parte finale del canale Y e quindi con le placche di deflessione verticale.
È importante che la commutazione avvenga con i segnali già convertiti alla forma bilanciata: in tal modo tutti i transitori inevitabilmente connessi con i rapidi passaggi da un canale all'altro vengono notevolmente ridotti dalla struttura differenziale come segnali di modo comune.
Vi sono due modi di funzionamento, ALT (*alternate*) e CHOP (*chopped*), che risultano equivalenti in un intervallo intermedio di frequenze (da 500 Hz a 30 kHz circa), mentre al di sopra è indispensabile ricorrere al primo e al di sotto al secondo.

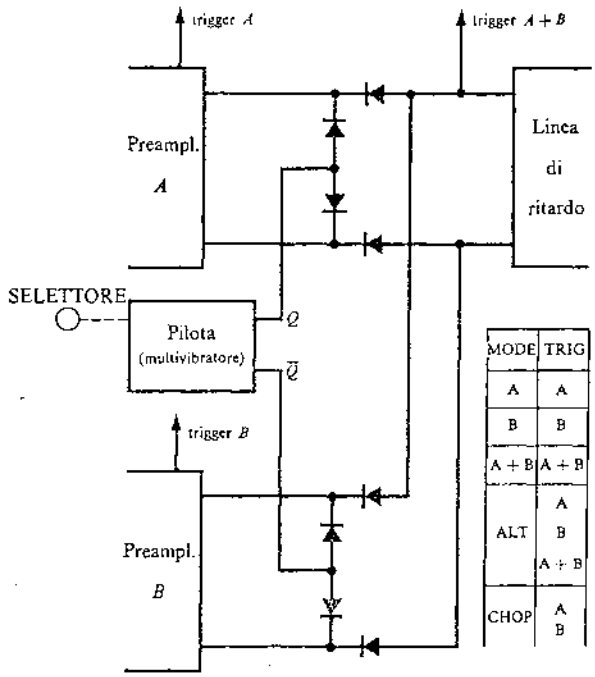


Figura 2.36. Circuito di commutazione e tabella delle posizioni del SELETTORE.

Alternate

Questo modo fornisce la rappresentazione di uno dei due segnali durante una esplorazione del dente di sega e dell'altro durante l'esplorazione successiva. In tal modo i segnali dei due canali vengono visualizzati alternativamente sullo schermo.
È particolarmente usato con segnali in alta frequenza, quando cioè siano necessari brevi tempi di esplorazione.
Nella fig. 2.35. è riportato l'insieme delle forme d'onda che riguardano questo funzionamento. L'ultima fa vedere come, in corrispondenza delle transizioni positive del gate, si generino degli impulsi negativi (*trigger ALT*) che pervengono poi al pilota: il multivibratore in esso contenuto, funzionando da bistabile, comanda la commutazione da un canale all'altro.
Si noti che i transitori derivanti da queste commutazioni non preoccupano perché intervengono durante l'intervallo di tempo nel quale il fascio è spento (*blanking*).
Nel funzionamento con trigger interno (fig. 2.36.), il segnale di trigger può essere quello del canale A o quello del canale B, indifferentemente se i due segnali sono correlati nel tempo (come nella fig. 2.35.). In caso contrario (segnali non correlati), per avere un'immagine ferma, occorre prelevare il segnale trigger $A + B$ (fig. 2.36.): in tal modo per ogni esplorazione, alternativamente, si utilizza il trigger del segnale che si sta esaminando.
Detto ciò è facile comprendere perché questo funzionamento sia poco soddisfacente per tempi di esplorazione lunghi, cioè superiori ai tempi di persistenza visiva: infatti, mentre viene visualizzato un segnale, l'altro scompare e si ha una fastidiosa rappresentazione alternante dei due.

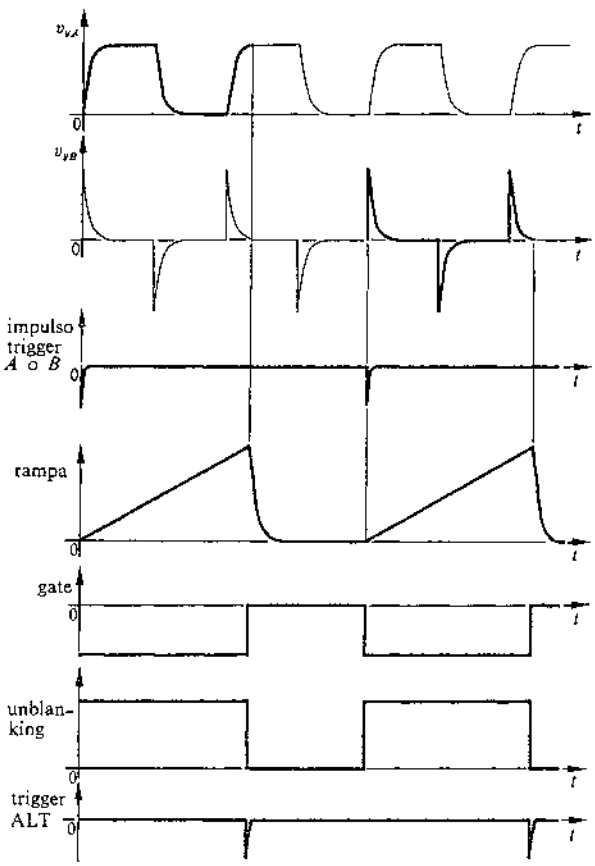


Figura 2.35. Forme d'onda relative alla rappresentazione in ALTERNATE dei segnali v_{yA} e v_{yB}.

Chopped

È l'altra possibilità di funzionamento, complementare alla precedente, perché particolarmente indicata proprio per lunghi tempi di esplorazione e quindi per segnali di frequenza piuttosto bassa.
In essa i due segnali vengono connessi alternativamente alla parte finale del canale *Y* e quindi alle placche di deflessione verticali comuni per tempi molto brevi, corrispondenti ad una frequenza fissa di commutazione normalmente di qualche centinaio di kHz.
Ciò è ottenuto (fig. 2.34.) trasformando in astabile il multivibratore contenuto nel blocco *pilota*.
Questa tecnica risulterebbe più soddisfacente con frequenze di commutazione più elevate perché ogni segnale verrebbe rappresentato con un numero maggiore di campioni; tuttavia i fenomeni parassiti (transitori) connessi alle commutazioni veloci pongono un limite superiore che, pur ricorrendo a tecniche particolari per ridurli, risulta inferiore al MHz.
Una di queste consiste nell'inviare alla griglia del CRT brevissimi impulsi di spegnimento in corrispondenza delle commutazioni.
A maggiore illustrazione di quanto detto si riportano nella fig. 2.37. tutte le forme d'onda connesse al CHOP MODE. Dal loro esame è facile rendersi conto che, qualora il periodo dei segnali di ingresso diventi dello stesso ordine di grandezza di quello di commutazione, le rappresentazioni dei segnali sullo schermo non appariranno soddisfacenti a causa dell'esiguo numero di campioni per ogni esplorazione.
In tal modo lo scorrimento dei campioni che si crea lungo l'andamento dei segnali (perché la frequenza di campionamento e quella di esplorazione non sono correlate [1]) non è più sufficiente a dare una visione continua per effetto della persistenza.
In questo modo di funzionamento si può scegliere indifferentemente il segnale trigger che comanda l'inizio dell'esplorazione (*A* o *B*). Naturalmente se i due segnali in esame non sono correlati in frequenza, si vedrà fissa soltanto l'immagine di quello che fornisce il trigger, mentre l'altra sarà non stabile sullo schermo. In questo ultimo caso, se il campo di frequenza lo consente, è senz'altro preferibile mettersi in ALT ($A + B$).
Nel caso di segnali isofrequenziali, spesso interessa che si mantenga la relazione di fase tra di essi: questa condizione è verificata nel funzionamento CHOP, ma non in quello ALT.
Naturalmente un oscilloscopio a doppia traccia può essere utilizzato per la visualizzazione di un solo segnale e diviene in tal modo del tutto simile ad un normale oscilloscopio. L'operatore può scegliere uno dei due canali, tramite una polarizzazione continua applicata al pilota, che esclude il canale non utilizzato.
In modo del tutto analogo è possibile tenere contemporaneamente aperte le vie ai due segnali verso l'uscita del canale *Y*. Questa possibilità, congiuntamente a quella di invertire la polarità dei due segnali (POLARITÀ), consente di realizzare qualunque funzionamento del tipo $\pm A \pm B$ e in particolare quindi quello *differenziale* (anche se a banda ridotta perché al crescere della frequenza il CMRR diminuisce velocemente).

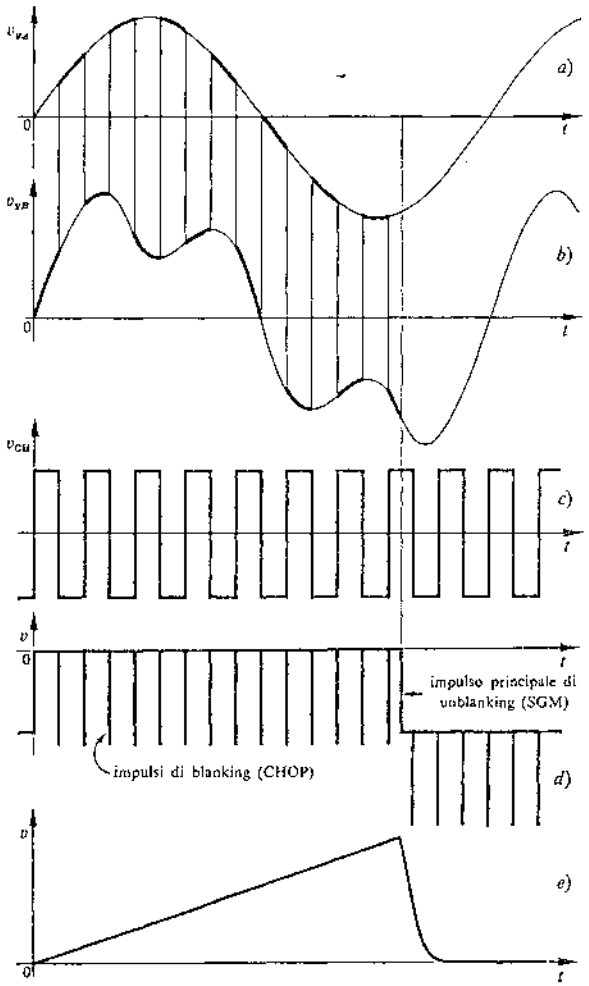


Figura 2.37. Forme d'onda relative alla rappresentazione in CHOPPED dei segnali v_{yA} e v_{yB}: *a*) e *b*) d'ingresso; *c*) di commutazione; *d*) per la griglia controllo CRT; *e*) rampa.

1.5. Base dei Tempi

La base dei tempi è quella parte dell'Oscilloscopio che provvede a generare, nel caso in cui si voglia visualizzare una grandezza *Y* in funzione del tempo, un segnale che lo simula e che poi viene addotto alle placche di deflessione orizzontale *X*.
Come si è già detto, la forma di questo segnale è

(1) Tipico del *campionamento incoerente*.

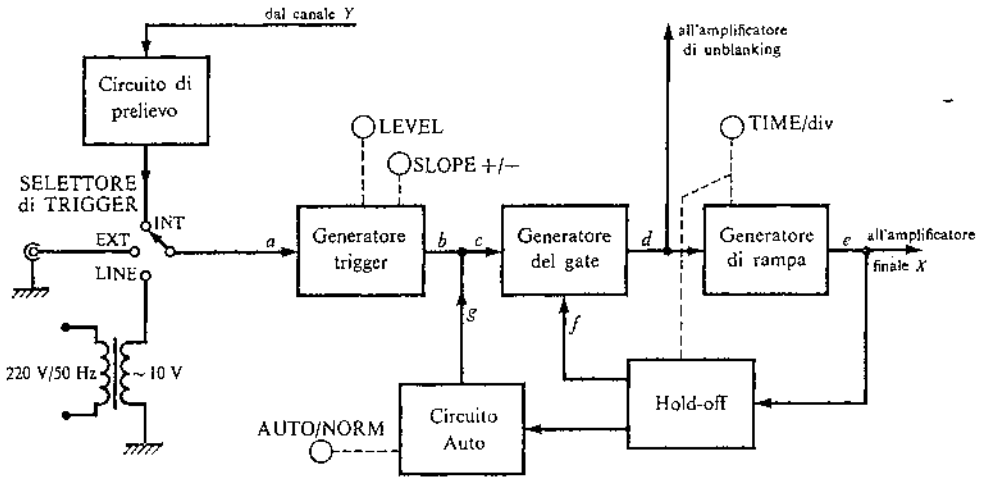


Figura 2.38. Schema a blocchi della Base dei Tempi.

normalmente a dente di sega con rampa (vedi p. 61) molto lineare, di ampiezza costante e di durata regolabile a seconda delle caratteristiche temporali della funzione in esame.

Per una corretta e soddisfacente immagine sullo schermo è poi molto importante che l'avvio di ogni dente di sega e quindi di ogni esplorazione del fascio, avvenga in corrispondenza di un istante ben preciso, determinato o dal segnale del canale Y o da altri segnali applicati dall'esterno (*sorgenti di trigger*).

Il segnale generato nella base dei tempi viene quindi inviato all'amplificatore finale del canale X e di qui alle placche orizzontali.

La struttura più generale della base dei tempi è illustrata nello schema a blocchi della fig. 2.38.

La sorgente del segnale trigger può essere:

- INTERNO (il canale Y);
- ESTERNO (esterna);
- LINE (la rete);

e un apposito selettore consente di sceglierne una.

In INT è lo stesso segnale che si vuole visualizzare che funge da segnale trigger.

In EXT si invia all'ingresso Tr. EXT un segnale correlato in frequenza con quello in esame. Lo si può utilizzare quando:

- la presenza di forti transitori nel segnale v_y potrebbe, nella posizione INT, provocare sganci indesiderati della base dei tempi (e quindi instabilità dell'immagine);
- si debbano esaminare diverse forme d'onda, correlate tra loro, prelevate in vari punti di un circuito e quindi a livelli diversi. In tal modo il livello di trigger agirebbe in punti diversi a seconda dell'ampiezza del segnale;
- si debbano visualizzare forme d'onda non periodiche ma solo ripetitive;
- in generale si abbia a disposizione un segnale di sincronismo ed il funzionamento INT non sia soddisfacente.

In LINE valgono le considerazioni fatte per EXT, limitate però ad un funzionamento a frequenza di rete o multipli.

Il segnale trigger perviene al *generatore di trigger* (TG), nel quale viene confrontato con un livello di continua, che può assumere valori positivi e negativi, regolabile con un potenziometro (LEVEL): tra i diversi punti di coincidenza, con comando (SLOPE) possono essere scelti quelli in corrispondenza di un tratto del segnale trigger a pendenza positiva (slope +) o negativa (slope —) (fig. 2.39.a' e a'' rispettivamente). Si consideri di essere in quest'ultima posizione.

All'uscita del TG vi è una serie di impulsi trigger (fig. 2.39.b'') che vengono portati ad un *multivibratore generatore di gate* (SGM), che è un circuito ad isteresi tipo Trigger di Schmitt. Nella fig. 2.39.c sono riportati questi impulsi, il livello di continua esistente all'ingresso dell'SGM in condizione di riposo e quelli delle sue soglie superiore V_1 e inferiore V_2. L'impulso 1 provoca la commutazione dell'SGM, la cui uscita viene avviata (fig. 2.39.d):

- all'amplificatore di unblanking e da questo alla griglia controllo del CRT per sbloccarne il fascio;
- al circuito *generatore di rampa* (SG), che è quasi sempre un integratore di Miller, per sganciare una rampa.

Quest'ultima (fig. 2.39.e), amplificata, provvede a pilotare le placche X della deflessione orizzontale ed inoltre viene addotta ad un *circuito di ritenuta* o di *hold-off* (HO) che ha la duplice funzione di interrompere la rampa quando questa ha raggiunto il valore voluto e di tenere l'SGM insensibile agli impulsi trigger finché il SG non si sia riportato nelle condizioni di poter correttamente dare inizio ad una nuova rampa. È costituito sostanzialmente da un comparatore e da un multivibratore monostabile: nel primo la rampa viene paragonata ad una continua e, all'attimo della coincidenza, fa commutare il secondo (fig. 2.39.f) che agisce sull'ingresso del-

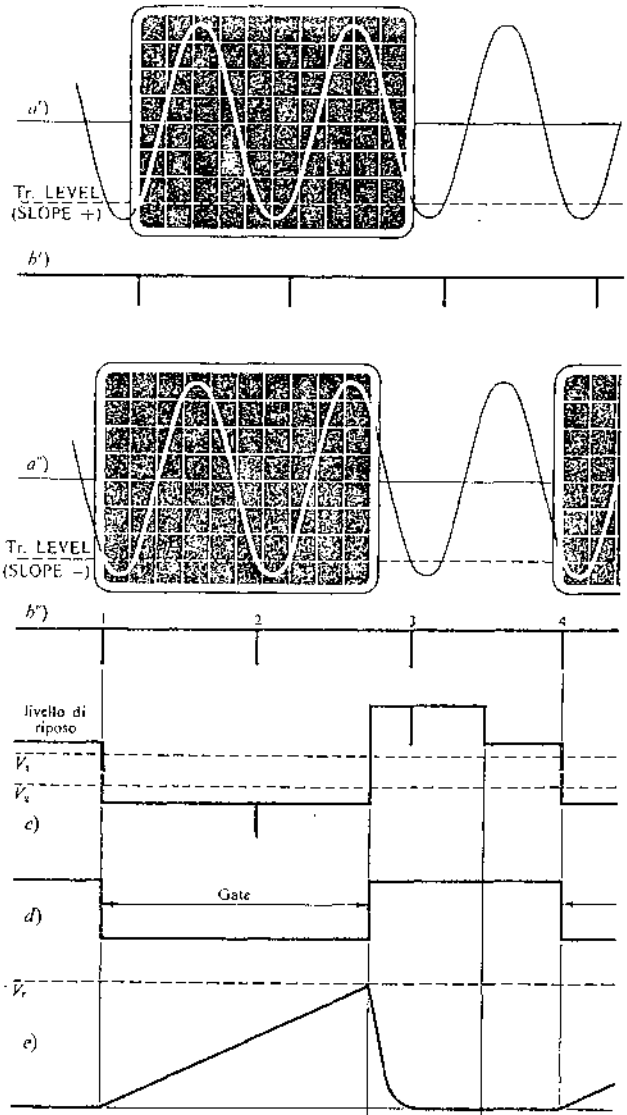


Figura 2.39. Forme d'onda delle tensioni nei punti indicati nella figura 2.38: *a'*) e *b'*) con comando SLOPE +; *a"*), *b"*), *c*), *d*), *e*), *f*) con comando SLOPE −; *g*) è in relazione alla *f*) ma non alle precedenti (si riferisce al funzionamento AUTO).

l'SGM facendogli cambiare stato e quindi provocando la rapida discesa della rampa: gli impulsi trigger che sopraggiungono durante l'impulso del monostabile risultano allora inefficaci perché non riescono a superare la soglia V_1 (vedi impulso 3). Dalla fig. 2.39.*b"* e *c* appare chiaro che, terminato questo impulso, sarà il trigger numero 4 a far partire la rampa successiva.

La tensione di riferimento del circuito di HO è ovviamente correlata all'ampiezza del dente di sega e quindi va scelta in base al valore del fattore di deflessione dell'A. finale X e del CRT per ottenere una deflessione orizzontale a tutto schermo.

A seconda della frequenza del segnale da visualizzare e del numero di periodi che si vogliono avere sullo schermo, occorre poter variare il *coefficiente di tempo* (1) (TIME/div): ciò si ottiene normalmente variando gli elementi che intervengono nella costante di integrazione del SG e in concomitanza vien fatto variare anche la durata dell'impulso di HO.

Un funzionamento come quello illustrato consente un elevato grado di controllo dell'immagine sullo schermo: si può infatti scegliere l'esatto punto d'inizio della stessa con molta flessibilità. Tuttavia in alcuni casi è svantaggioso e quindi tutti gli oscilloscopi, accanto a questo che è di solito chiamato normale (NORMAL), prevedono altri modi di funzionamento che, sacrificando parte di questi pregi, assicurino una maggior praticità d'uso. Infatti nel funzionamento NORMAL, in assenza del segnale trigger, non appare nulla sullo schermo; inoltre non sempre interessa stabilire il punto d'inizio della forma d'onda in esame, ma il più delle volte l'operatore si accontenta, quando applica il segnale, di vederne l'immagine ferma sullo schermo e, quando il segnale non c'è, di vedere la linea luminosa.

Per questi motivi le possibilità di funzionamento vengono allargate tramite un commutatore (SWEEP MODE) con il quale è possibile scegliere tra il *modo normale* (NORMAL) di cui si è già detto, l'*esplorazione automatica* (AUTO) e l'*esplorazione singola* (SINGLE SWEEP) (2).

In posizione AUTO e segnale trigger assente o con frequenza inferiore a 40 Hz, si mette in azione il *circuito auto* (fig. 2.38.) che, in corrispondenza delle transizioni negative della tensione d'uscita dell'HO (fig. 2.39.), genera un impulso che viene avviato all'ingresso dell'SGM e quindi, non appena è terminato un dente di sega, ne riparte subito un altro. Si comprende come tutto l'insieme della base dei tempi, funzionante in modo monostabile in NORMAL, ora si comporti da astabile.

Qualora invece il segnale trigger in ingresso abbia frequenza superiore a 40 Hz, il circuito auto viene bloccato: in tal caso il funzionamento è come in NORMAL (ma con livello di trigger fissato a 0 V).

Come già si è accennato, in AUTO *si ha in ogni caso l'esplorazione dello schermo e lo sblocco del*

(1) Si tenga presente che il coefficiente di tempo è l'inverso della velocità di esplorazione dello schermo in direzione orizzontale, che è proporzionale all'inclinazione della rampa.

(2) Spesso è presente un altro *mode*, chiamato FREE-RUN (o RECURRENT), nel quale l'oscilloscopio funziona in modo analogo ai vecchi oscilloscopi sincronizzati. Infatti la successione delle rampe avviene non su comando del segnale trigger, ma di un impulso come quello di fig. 2.39.*g*, sganciato al termine del periodo di HO (fig. 2.39.*f*): in tal modo l'immagine scorre continuamente, a meno che la sua frequenza non sia casualmente correlata a quella del dente di sega.

fascio del CRT, sia in presenza che in assenza di un segnale all'ingresso: ciò facilita notevolmente la procedura di corretta regolazione dell'oscilloscopio.
Oltre a quello descritto esistono altri funzionamenti AUTO in qualche modo diversi, ma che portano però a risultati sostanzialmente simili. Non ci si sofferma.
L'*esplorazione singola* è utile quando si voglia osservare un fenomeno che si produce una volta sola (per es. un transitorio), oppure una parte di forma d'onda ripetitiva, per poi eventualmente fotografarli, ma in ogni caso si vuole esser certi che vi sarà una esplorazione unica, impedendo che successivi impulsi trigger possano avviarne altre.
Con lo SWEEP MODE in SINGLE, il monostabile contenuto nell'HO viene trasformato in bistabile, cosicché quando una rampa raggiunge il livello massimo, all'uscita *f* di fig. 2.39. non si genera un impulso, ma un gradino che mantiene insensibile l'SGM ad altri impulsi trigger. Vi è poi un pulsante (RESET) con il quale si invia un impulso che riporta a riposo il multivibratore dell'HO: da questo momento il primo impulso trigger che arriva fa partire una rampa (ed una sola).

Circuiti di prelievo

Il punto di prelievo, negli oscilloscopi con esteso campo di frequenza (oltre i 10 MHz), è immediatamente prima della *linea di ritardo* (1) (fig. 2.32.).
Esistono i problemi del disaccoppiamento tra il canale *Y* e la base dei tempi e quello relativo all'ampiezza del segnale che in questo punto è piuttosto piccola: di conseguenza questo blocco (fig. 2.38), dovendo avere elevata impedenza d'ingresso, bassa d'uscita e guadagno di tensione di qualche decina di unità, è costituito da un amplificatore cascode compreso tra due inseguitori.
Negli oscilloscopi con campo di frequenza inferiore ai 10 MHz, non essendoci la linea di ritardo, è possibile prelevare il segnale prima delle piacchette dove l'ampiezza è già elevata e quindi i circuiti di prelievo sono costituiti normalmente da un partitore compensato con inseguitore per il disaccoppiamento.

Generatore di trigger

Ha il compito di trasformare il segnale trigger, che può avere forma qualunque, in impulsi di caratteristiche standard (di ampiezza, tempo di salita e durata invariabili).
È collegato al selettore di trigger (fig. 2.38.) tramite una *rete di accoppiamento* che gli consente di ricevere il segnale trigger:
– completo (DC);
– senza la continua (AC);
– senza le frequenze inferiori a 15 kHz (ACF oppure LF reject);
– senza le frequenze superiori a 30 kHz (ACS oppure HF reject).
Naturalmente la rete di accoppiamento è costituita da celle filtranti opportune (fig. 2.40.*a*) che vengono inserite a seconda delle necessità quando il segnale trigger abbia una forma complessa con componenti a frequenze molto diverse e si voglia sincronizzare quella di maggior interesse; oppure quando contenga segnali parassiti (ripple, transitori, ecc.) che possono provocare commutazioni indesiderate.
Gli impulsi trigger vengono generati in corrispondenza di punti ben precisi del segnale trigger, quando l'ampiezza del segnale eguagli il valore che l'operatore può scegliere agendo sul comando TRIGGER LEVEL e si trovi nel funzionamento NORMAL.
Il circuito comprende un inseguitore con funzione di *adattatore d'impedenza*, connesso allo stadio *comparatore di livello*.

Comparatore di livello

Negli oscilloscopi con prestazioni limitate è normalmente un trigger di Schmitt con intervallo d'isteresi molto piccolo. Esso presenta l'inconveniente di funzionare con fronti assai lenti e quindi di dar luogo a commutazioni incerte con conseguente fenomeno di instabilità dell'immagine alle HF.
Per questi motivi, in quelli più perfezionati, gli viene preferito un *bistabile a diodo tunnel* in virtù delle particolari doti di basso rumore e di rapidità di commutazione di questo componente che consentono di ottenere un triggeraggio affidabile (maggior definizione degli attimi di commutazione) a bassi livelli e alle alte frequenze.
Il bistabile è preceduto da un amplificatore differenziale simmetrico alimentato a corrente costante (fig. 2.40.*a*). In esso si hanno stati diversi di conduzione dei due transistori con tensioni differenti ai due ingressi, mentre *quando queste sono uguali e a qualunque livello ciò avvenga*, le due correnti di collettore risultano uguali tra loro e *la tensione sui collettori assume un valore invariabile* tale da creare ai capi del D_T un generatore reale di tensione coincidente con la sua polarizzazione V_0, i cui effetti, ai fini del funzionamento, sono rappresentati in *b*) e, dinamicamente, in d') e d'').
Nel circuito è inserito pure il comando SLOPE che collega il diodo tunnel al collettore di uno dei due transistori:
– in *slope* + i diodi D_1 e D_3 sono OFF, mentre D_2 e D_4 sono ON; le due vie sono quindi $+V-D_T-D_2-T_1-I$ e $+V-D_4-T_2-I$;
– in *slope* — i diodi D_2 e D_4 sono OFF, mentre D_1

(1) Si ricorda che lo scopo della linea di ritardo è proprio quello di ritardare l'arrivo del segnale alle placche verticali di un tempo leggermente superiore a quello necessario ai circuiti della base dei tempi ad iniziare la generazione del dente di sega, in modo da garantire la visualizzazione del segnale dal punto di trigger.

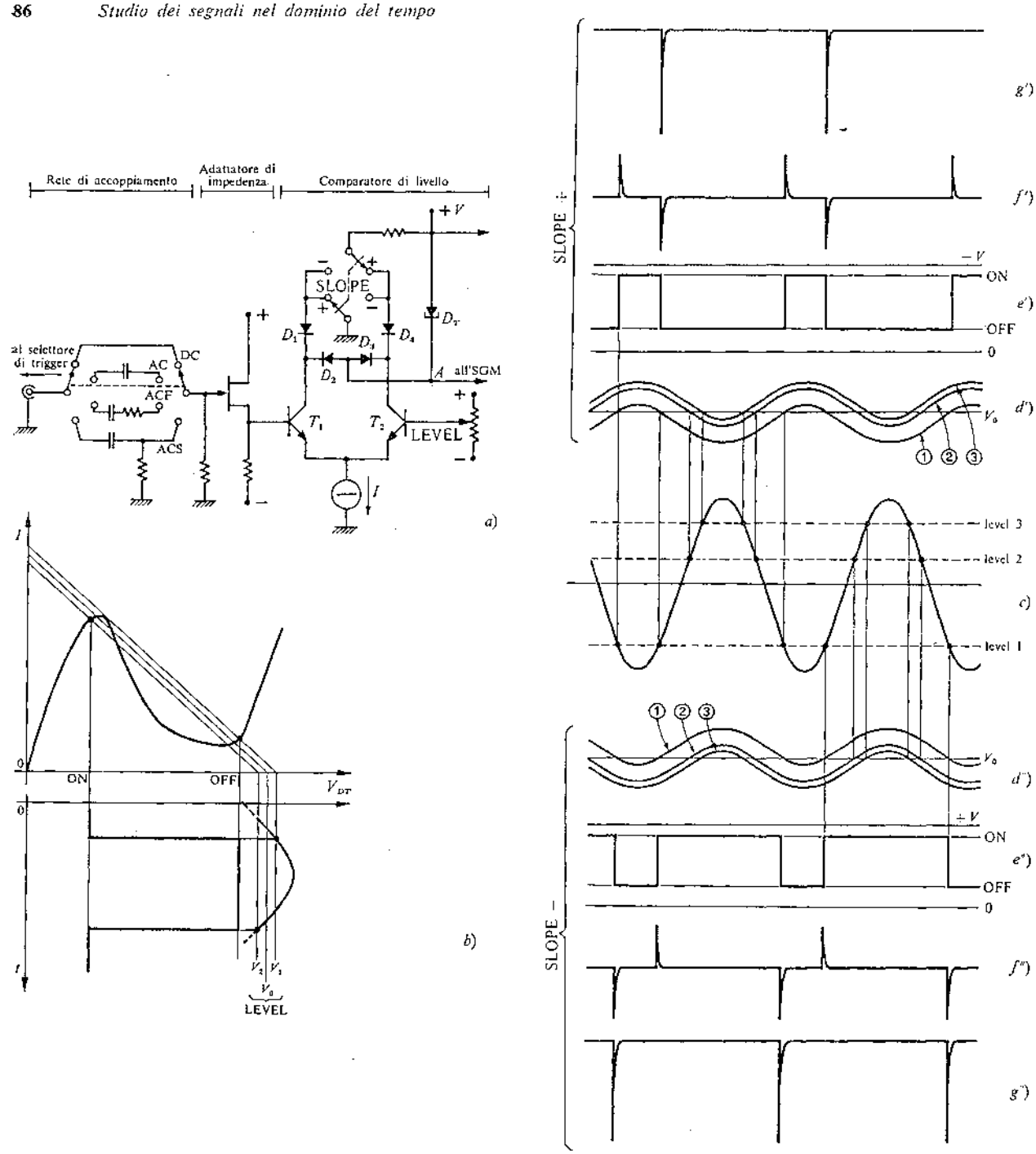


Figura 2.40. Generatore di Trigger: *a*) circuito; *b*) caratteristica di un diodo tunnel utilizzato come bistabile con isteresi e relative soglie V_1 e V_2; *c*) segnale trigger con tre posizioni del comando LEVEL; *d'*) e *d''*) uscite virtuali (immaginando cioè D_T sostituito da una R) sui collettori di T_1 e T_2 corrispondenti a SLOPE + e SLOPE — per le tre condizioni di LEVEL in *c*). Prendendo a riferimento level 1: *e'*) ed *e''*) forme d'onda della tensione in A; *f'*) e *f''*) loro derivate; *g'*) e *g''*) uscite del Generatore di Trigger, costituite dagli impulsi negativi ottenuti dai precedenti con amplificazione e tosatura.

e D_3 sono ON; le vie sono ora $+V - D_T - D_3 - -T_2 - I$ e $+V - D_1 - T_1 - I$.

Il segnale (dovuto alla presenza del segnale trigger) sovrapposto al livello V_0 deve essere in grado di superare i livelli V_1 e V_2 di soglia (1) del bistabile a diodo tunnel e quindi di farlo commutare. La tensione che si ottiene nel punto A e riportata in *e'*) ed *e''*), viene poi derivata, amplificata e tosata in modo da avere in uscita solo quegli impulsi negativi (necessari a pilotare l'SGM) che risultano in corrispondenza delle transizioni ON → OFF del bistabile che, per la forma particolare della caratteristica del D_T, risultano molto più rapide di quelle OFF → ON.

(1) Ciò si vede chiaramente in *b*), ma non in *d'*) e *d''*), dove, per chiarezza di disegno, l'intervallo d'isteresi è stato ridotto a zero attorno al livello V_0.

Dall'esame della figura è pure facile vedere che, a seconda della posizione dello SLOPE, le transizioni del D_T vengono invertite (a parità di segnale trigger), in modo che in (+) si ha un impulso trigger in corrispondenza dell'inclinazione positiva e in (−) di quella negativa del segnale da visualizzare, come voluto e rappresentato nella fig. 2.39.
Si noti che, qualora il segnale trigger sia di ampiezza picco-picco inferiore all'intervallo d'isteresi, non avvengono le commutazioni e quindi non viene generato l'impulso trigger.

Generatore di Gate, di Rampa e Hold-Off

Questi tre circuiti vanno studiati assieme perché costituiscono un sistema unitario per il controllo, il consenso all'avvio e la generazione del dente di sega. Nella fig. 2.41.*a* sono rappresentati questi circuiti in forma semplificata, riconducibile allo schema a blocchi di fig. 2.38. Il *generatore di gate* è costituito da un bistabile ad isteresi a diodo tunnel e da un amplificatore; il *generatore di rampa* è generalmente un integratore di Miller, il *circuito di Hold-Off* è un comparatore a isteresi basato su di un trigger di Schmitt.
Nel circuito compaiono diversi diodi che, in dipendenza ad un gioco tra polarizzazioni continue e segnali, svolgono la funzione di interruttori. La maggior parte delle polarizzazioni sono state omesse per rendere più semplice il circuito e favorire l'evidenza dei fenomeni principali. Le varie commutazioni verranno quindi indicate di volta in volta.

La situazione a regime, prima dell'arrivo di un impulso trigger (ist. t_1), illustrata nella fig. 2.41.*b*, è con il diodo tunnel ON, il trigger di Schmitt ON (T_2 conduce), D_1 OFF, D_2 e D_3 ON (e quindi C cortocircuitato), D_4 e D_5 OFF, D_6 ON, C_H carico negativamente a $-V_H$, e naturalmente l'uscita nulla.
Poiché T_2 è in conduzione, l'impulso trigger negativo è sufficiente a far commutare D_T allo stato OFF e quindi ha inizio il gate che, amplificato, viene avviato al circuito di sblocco del CRT (unblanking) e pone in conduzione D_1, mentre D_2 e D_3 si aprono: può quindi aver inizio la rampa, la cui durata viene fissata agendo a scatti sulla costante di tempo RC e finemente sul livello della tensione che si integra, in modo da realizzare il voluto *coefficiente di tempo* (time/div).
La rampa, oltre ad essere avviata all'amplificatore finale del canale X, perviene al circuito di hold-off, nel quale viene connessa alla base di T_1 da D_5 che entra in conduzione e ad un circuito di scarica del condensatore di hold-off C_H tramite D_4.
La parte di essa avviata alla base di T_1, ne fa crescere il potenziale verso il valore di soglia $V+$ ed il momento della coincidenza, regolato col potenziometro R_1, deve avvenire quando la rampa ha raggiunto l'ampiezza utile per l'esplorazione completa dello schermo (istante t_2).
Contemporaneamente il condensatore C_H viene scaricato verso lo zero tramite il diodo D_4.
Al momento in cui il trigger di Schmitt commuta allo stato OFF, fa commutare anche D_T e determina la fine del gate, portandolo ad un livello notevol-

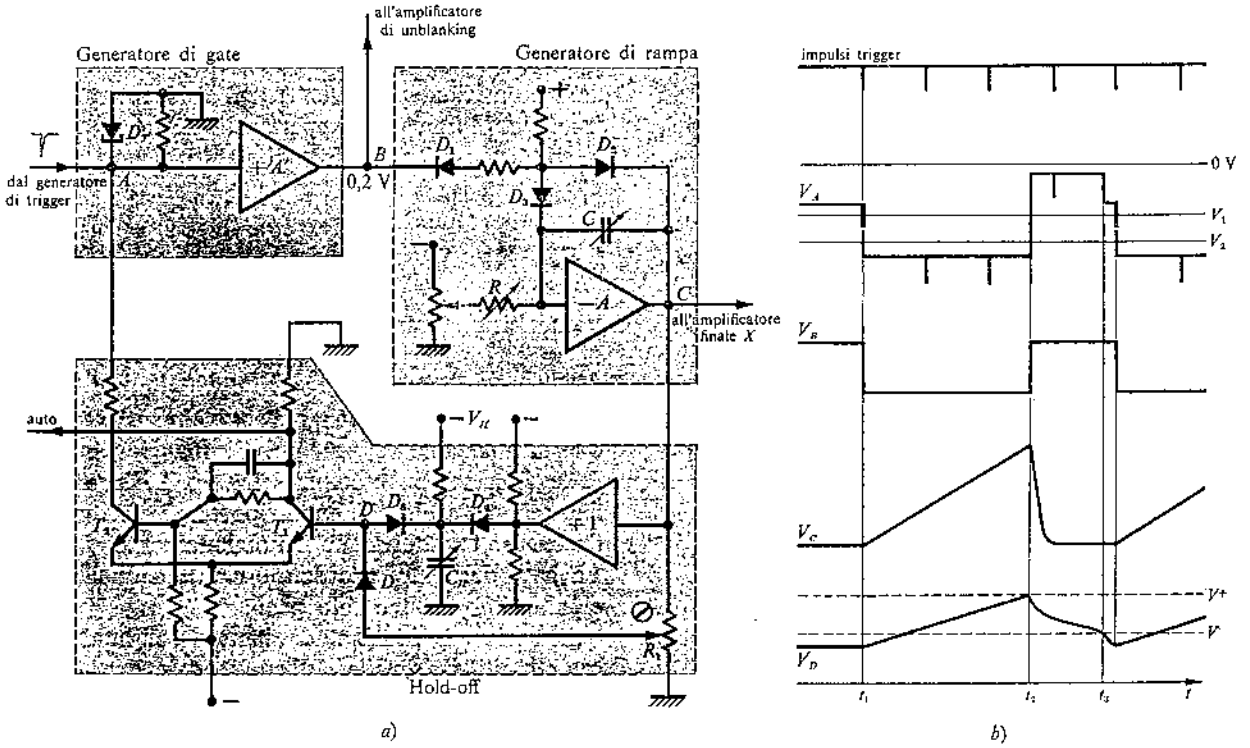


Figura 2.41. Generatori di Gate, Rampa e Circuito Hold-off: *a*) circuito semplificato; *b*) forme d'onda.

...elevato, in modo che non possa ripartire un nuovo dente di sega, anche se nel frattempo arrivano impulsi trigger, finché il generatore di rampa non si sia completamente riazzerato (1). La fine del gate provoca l'apertura di D_1 e la chiusura successiva di D_3 e D_2 che scaricano C: la rampa, interrotta l'ascesa, si riporta a zero.

A questo punto si riaprono D_4 e D_5, mentre per effetto della conduzione di D_6, il condensatore di hold-off viene collegato alla base di T_1 riducendone via via il livello mentre si va caricando nuovamente verso $-V_H$. Al momento in cui questa tensione raggiunge il valore V^- della soglia inferiore (ist. t_3), il trigger di Schmitt passa allo stato ON, ponendo fine al tempo di hold-off.

Ora, ripristinate le condizioni iniziali, il primo impulso trigger che sopraggiunge può provocare un nuovo dente di sega.

Si comprende come il tempo di hold-off deve essere certamente maggiore di quello di discesa del dente di sega: per questo motivo, il comando a scatti della costante di tempo RC (time/div), agisce contemporaneamente inserendo valori diversi di C_H (2) ed inoltre come tutto il circuito abbia un comportamento monostabile.

Circuito Auto

È il circuito che consente il funzionamento automatico (AUTO) della base dei tempi dell'oscilloscopio.

Il multivibratore monostabile viene alimentato solo nella posizione AUTO del commutatore SWEEP MODE, con T_4 OFF e T_3 ON (fig. 2.42.) e abbassa il livello di base di T_5 che risulta quindi OFF e mantiene D_8 OFF. In queste condizioni la transizione positiva che si preleva dal collettore di T_1 al termine del tempo di hold-off (ist. t_3 di fig. 2.41.) perviene direttamente in base di T_6 che l'amplifica, l'inverte e l'invia al generatore di gate fungendo da impulso trigger.

In questo modo, *in assenza del segnale trigger*, il dente di sega viene generato con continuità (base dei tempi astabile) e ciò consente di avere sullo schermo la linea luminosa.

Quando invece *il segnale trigger è presente*, l'impulso trigger negativo che perviene al punto A, attraverso D_9 fa cambiare di stato T_4 (ON). In tal modo D_7 diviene OFF, T_5 può condurre: l'abbas-

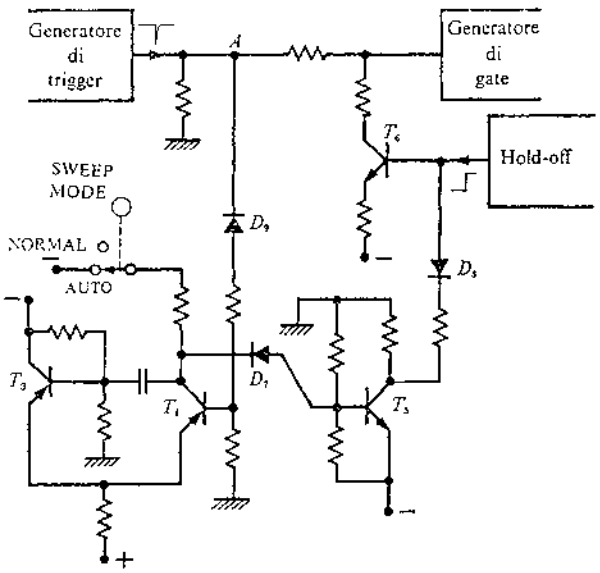


Figura 2.42. Circuito Auto.

samento del suo potenziale di collettore mette D_8 ON e interdice fortemente T_6, interrompendo la via della transizione proveniente dall'hold-off. Sono così gli impulsi di trigger a sganciare il dente di sega ed il funzionamento è identico a quello in posizione NORM, purché la frequenza del segnale trigger sia maggiore di 40 Hz. Infatti, poiché il monostabile è dimensionato per una durata del suo impulso di 25 ms, la successione degli impulsi trigger, se ha periodo minore (frequenza >40 Hz), impone il mantenimento di T_4 ON e T_3 OFF e quindi è essa a comandare il dente di sega. Se ha invece frequenza inferiore a 40 Hz, il multivibratore monostabile ha il tempo di portarsi in reset e di conseguenza (D_7 ON, T_5 OFF, D_8 OFF), il dente di sega è comandato dalla transizione proveniente dall'hold-off. In queste condizioni l'immagine appare sullo schermo ma non in soddisfacenti condizioni di stabilità.

1.6. Base dei tempi ritardata (*delayed*)

Viene inserita ormai in quasi tutti gli oscilloscopi di un certo pregio e, in combinazione con la base dei tempi principale, consente di migliorare la precisione delle misure lungo l'asse X espandendo in questa direzione le porzioni di maggior interesse della funzione in esame. Nella fig. 2.43., assieme allo schema a blocchi, sono riportate le forme d'onda che ne caratterizzano il funzionamento.

La base dei tempi ritardata è simile a quella principale, differendone solo per:

– non avere la funzione di ritenuta dell'hold-off, in quanto utilizza quella della base dei tempi principale e quindi l'HO diviene un semplice comparatore con isteresi;

– non avere il circuito auto;

(1) È questa una condizione indispensabile affinché l'immagine non presenti leggeri sfasamenti trasversali (*jitter*).

(2) In alcuni oscilloscopi è prevista una regolazione del tempo di hold-off, particolarmente utile nel caso si visualizzino *sequenze* (*word*) *d'impulsi*: ogni impulso in essa contenuto genera infatti un impulso trigger, e per visualizzare correttamente tutta la sequenza è necessario che il dente di sega sia sganciato sempre dal primo impulso della sequenza. Bisogna quindi regolare il tempo di HO in modo che sia di poco inferiore alla durata della sequenza.

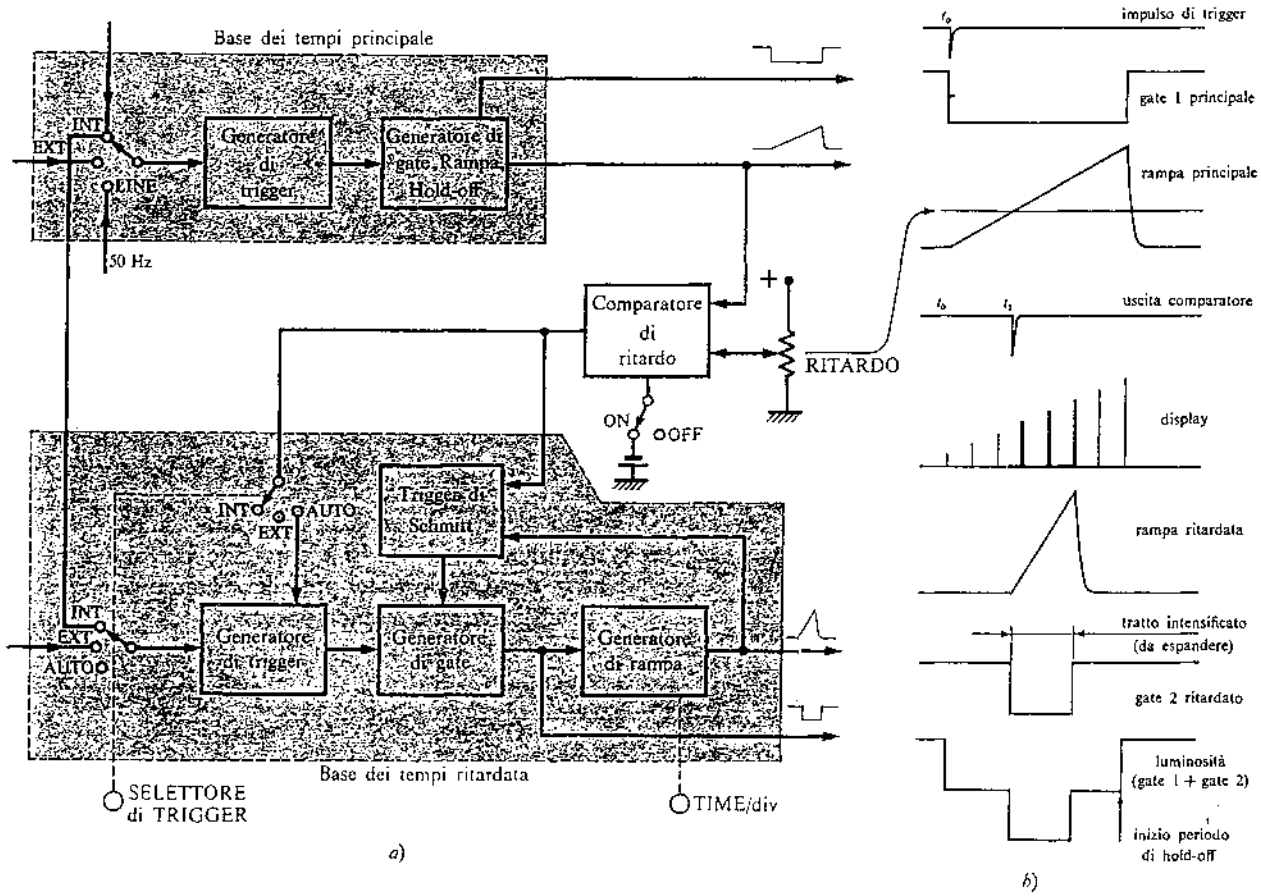


Figura 2.43. Base dei tempi ritardata: *a*) schema a blocchi; *b*) correlazione tra le varie forme d'onda (le figure si riferiscono al funzionamento MAIN).

– avere sostituito nel selettore di trigger il funzionamento LINE con un triggeraggio automatico.

La rampa principale viene confrontata nel *comparatore di ritardo* ad un livello dc, in modo che la coincidenza si abbia all'istante t_1 al quale, nella funzione v_y in esame, corrisponde la porzione che si vuole espandere. In tal modo l'impulso in uscita al comparatore, ritardato di $(t_1 - t_0)$ rispetto a quello che ha fatto partire la rampa principale, sgancia una seconda rampa più veloce della precedente e contemporaneamente rende disponibile un segnale di unblanking ritardato.

I principali modi di funzionamento sono tre:

a) *MAIN*

Può essere il funzionamento normale dell'oscilloscopio, escludendo la base dei tempi ritardata (alimentazione in OFF nel comparatore di ritardo), oppure, quando venga inserita, la prima fase di passaggio per la sua utilizzazione. In quest'ultima ipotesi il segnale di unblanking ritardato si sovrappone a quello principale e quindi, per un tratto pari alla sua durata, intensifica la luminosità dell'immagine. Questo consente, tramite il controllo di RITARDO, di scegliere l'istante t_1 origine della rampa ritardata e, con il comando del coefficiente di tempo ritardato, la durata del tratto intensificato (fig. 2.43.*b*).

b) *DELAYED*

Passando a questa posizione, si sostituisce la rampa ritardata (più veloce) a quella principale, e quindi la porzione che prima appariva intensificata, ora risulta espansa a tutto schermo (fig. 2.44.).

c) *MIXED*

In questo caso l'esplorazione viene iniziata dalla rampa principale e completata da quella ritardata

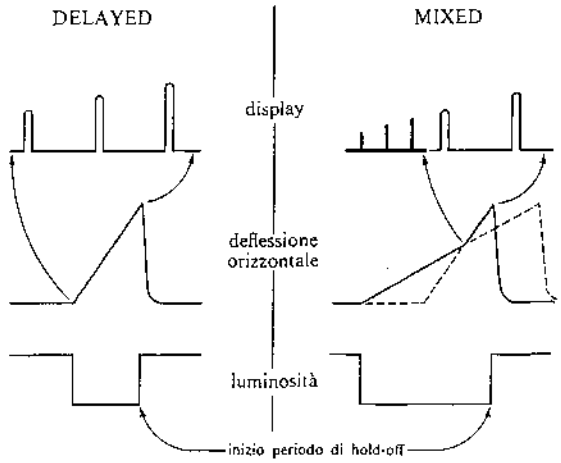


Figura 2.44. Forme d'onda nei funzionamenti DELAYED e MIXED, riferite al MAIN di fig. 2.43.*b*.

che subentra alla prima non appena il suo livello diventi prevalente. In tal modo l'immagine apparirà per un primo intervallo ad espansione normale (come in MAIN), mentre oltre l'istante di coincidenza delle due rampe ad elevata espansione (come in DELAYED) (fig. 2.44.).

Particolari di funzionamento

La sovrapposizione dei due segnali di unblanking (fig. 2.43.*b*) per l'intensificazione della traccia nel funzionamento MAIN viene regolata opportunamente tramite circuiti di limitazione a diodi e resistenza per dare il giusto contrasto tra parti a luminosità normale e parti a luminosità accentuata.
Un problema simile s'incontra nel funzionamento MIXED dove vi è l'esigenza di combinare tra di loro le due rampe: anche la soluzione è analoga e viene illustrata nella fig. 2.45. Con il commutatore in MIXED, all'uscita si ha inizialmente la rampa principale e D_2 impedisce che essa carichi il generatore di rampa ritardata. Quando quest'ultima viene sganciata ed il suo livello supera quello della rampa principale, si blocca D_1 e in uscita vi è solo la rampa ritardata.
Questa stessa rampa, arrivata al termine della sua ascesa, provvede ad azzerare prematuramente la rampa principale, in modo che non appaiano immagini indesiderate (dovute alla traccia di ritorno e al completamento del ciclo della rampa principale), e determinando l'inizio del periodo di hold-off.
In posizione DELAYED, invece, la base dei tempi principale compie il suo ciclo normale (imposto dal comando time/div principale, che però non interviene sull'immagine che appare sullo schermo) e, esaurito il periodo di HO, riparte con le modalità di sgancio prescelte con il selettore di trigger principale; all'istante t_1, quando la rampa raggiunge un livello pari a quello del RITARDO, l'impulso in uscita al comparatore di ritardo, commutando il trigger di Schmitt, porta il generatore di gate ad una condizione di pre-trigger (*armed*).
A questo punto la rampa ritardata verrà sganciata a seconda della posizione del selettore di trigger della base dei tempi ritardata:
– dall'impulso trigger (in INT o in EXT);

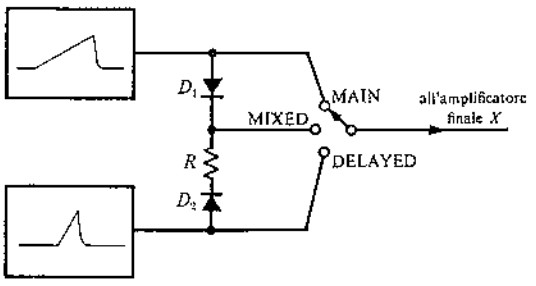


Figura 2.45. Circuito per la selezione e la somma (MIXED) delle rampe.

– dallo stesso impulso, proveniente dal comparatore di ritardo, che viene per questo scopo inviato al generatore di trigger (in pos. AUTO).

Esplorazione commutata

In alcuni oscilloscopi è prevista la possibilità di vedere a tutto schermo l'immagine del funzionamento MAIN contemporaneamente a quella del funzionamento DELAYED. Ciò viene ottenuto con una tecnica di commutazione delle due basi dei tempi, analoga a quella per osservare contemporaneamente due segnali nel canale *Y* (pag. 80) e quindi anche in questo caso sono previste le possibilità ALT e CHOP. In tal modo l'operatore controlla continuamente la porzione di segnale che sta espandendo senza perdere di vista la sua collocazione.
Dopo quanto detto si comprende che il funzionamento MIXED visto precedentemente e che consente la visione contemporanea ma non a tutto schermo, non è che un surrogato della esplorazione commutata (*switched sweep*), scelto da taluni costruttori per ragioni di costo.

1.7. Canale X (o orizzontale)

La rampa generata dalla base dei tempi viene collegata tramite il commutatore DISPLAY all'*amplificatore finale X* e da qui alle placchette di deflessione orizzontale (fig. 2.46.).

Amplificatore finale X

È inserito con lo scopo di modificare la rampa in modo da:
– sovrapporle un livello di continua regolabile (POSIZIONE) per realizzare lo spostamento (*shift*) orizzontale dell'immagine (fig. 2.4.*a*);
– presentarla bilanciata alle placchette di deflessione;
– aumentarne l'ampiezza fino al valore necessario per la deflessione a tutto schermo.
Va infatti ricordato che normalmente la larghezza dello schermo è maggiore dell'altezza (nota a pag. 72) e che le placche di deflessione orizzontali sono più vicine allo schermo di quelle verticali e quindi meno sensibili: questi due fattori contribuiscono a richiedere all'uscita dell'amplificatore finale escursioni di segnale più ampie. Il guadagno invece non deve essere molto elevato, basta che sia di poche unità, perché la rampa è già di ampiezza piuttosto grande (30÷40 V) (1).

(1) Anche la banda passante dell'amplificatore *X* è in genere molto più limitata rispetto al corrispondente verticale, perché progettato per riprodurre correttamente il dente di sega che ha un contenuto di armoniche modesto. Ad es., per un oscilloscopio da 50 MHz, l'orizzontale presenta una frequenza di taglio attorno ai 5 MHz.

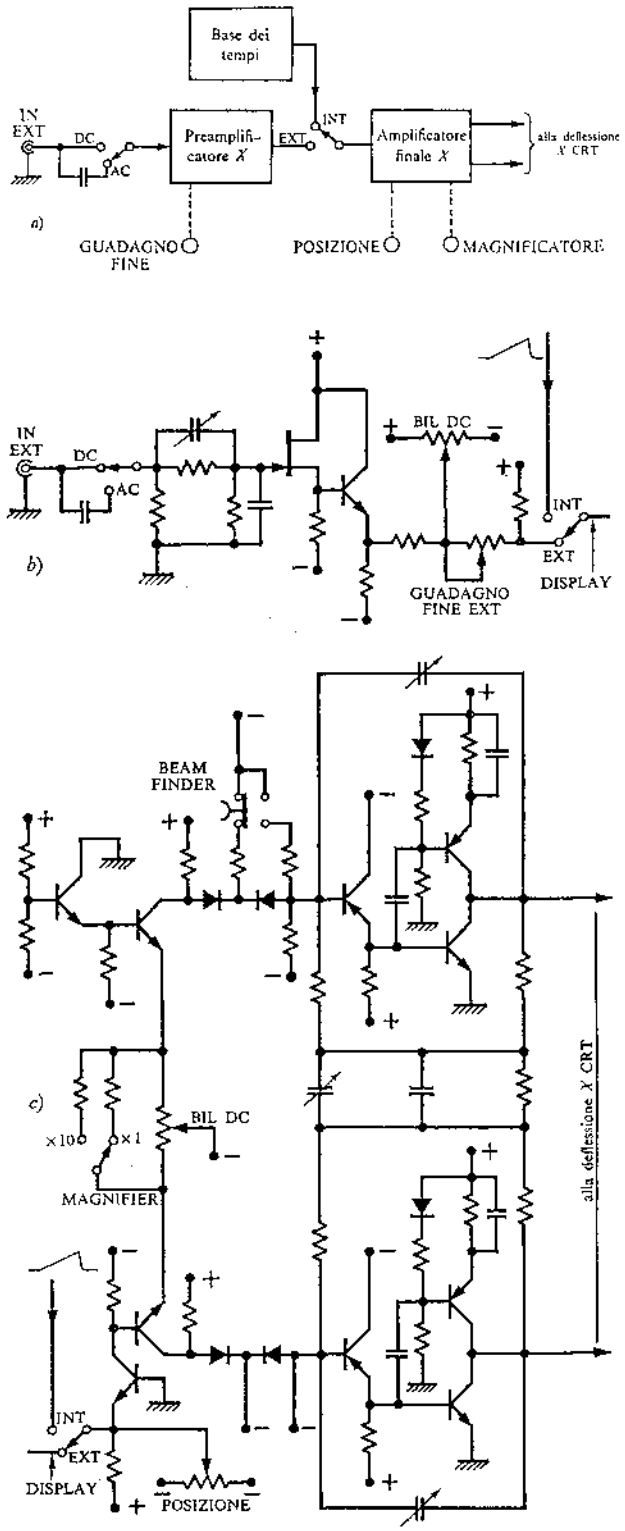


Figura 2.46. Canale *X*: *a*) schema a blocchi; *b*) e *c*) circuiti semplificati del Preamplificatore e del Finale.

Sul guadagno normalmente è possibile intervenire variandolo a scatti secondo fattori moltiplicatori (×5, ×10, o a volte in modo più articolato negli oscilloscopi di maggior pregio) con un comando detto *magnificatore* (MAGNIFIER), perché consente una espansione in direzione orizzontale.

Una variazione come quella prodotta dal magnificatore ha influenza anche sull'inclinazione della rampa che viene aumentata dello stesso fattore (×5, ×10 ...) e di conseguenza, nelle misure sull'asse dei tempi, il coefficiente di tempo va ridotto di 5, 10 ... volte rispettivamente.
Si tenga presente che il particolare che interessa della funzione e che si vuole espandere con l'uso del MAGNIFIER va preliminarmente portato al centro dello schermo con il comando di POSIZIONE, altrimenti si corre il rischio venga mandato fuori campo (fig. 2.47.). Infatti, essendo il centro dello schermo il punto che sulla rampa corrisponde al potenziale zero, un aumento anche notevole del guadagno non ne modifica la posizione.
Il magnificatore consente di espandere l'immagine in senso orizzontale analogamente alla base dei tempi ritardata (§ 2.16.), è più economico di quella, ma ha anche possibilità molto più limitate:
– per il minore fattore di ingrandimento (5, 10 o poco più, contro 100, 1000 o più);
– per l'impossibilità, che talvolta si presenta al limite dell'ingrandimento, di portare entro lo schermo il particolare che interessa.

Preamplificatore X

In alternativa alla base dei tempi, il commutatore DISPLAY può connettere all'ingresso dell'amplificatore finale il *preamplificatore X*, per consentire l'uso dell'oscilloscopio nel funzionamento *XY*.
La sua funzione è di adattamento: infatti realizza il valore dell'impedenza d'ingresso del canale *X* (generalmente coincidente con quella del canale *Y*). Inoltre in questo circuito è prevista la regolazione fine del guadagno (non calibrata), mentre la variazione a scatti, come si è visto, è realizzata dal *magnifier*.
L'ingresso è in dc, solo più raramente è prevista anche la possibilità di entrare in ac.

Particolari circuitali [1]

In fig. 2.46.*b* e *c* appaiono i circuiti semplificati del canale *X*. All'ingresso EXT il segnale giunge ad un selettore DC/AC (non sempre presente), quindi ad un preamplificatore che, con un attenuatore compensato e un successivo inseguitore, realizza la voluta impedenza di ingresso (in genere 1 MΩ con in parallelo 20÷30 pF). L'entità della corrente di segnale che esce dall'inseguitore viene regolata dal comando FINE EXT che varia in modo fine il fattore di deflessione del canale *X* nel funzionamento *XY* ed ha una posizione CAL. Vi è quindi il commutatore DISPLAY che consente la scelta tra il funzionamento *XY* (EXT) e quello con la base

[1] Si fa esplicito riferimento all'oscilloscopio mod. 182 A della *Hewlett-Packard*.

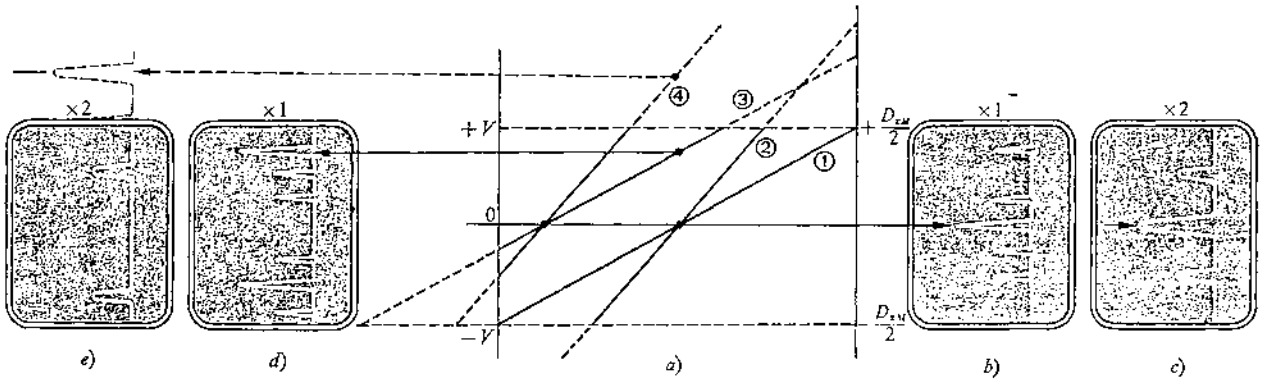


Figura 2.47. Interazione tra MAGNIFIER e POSIZIONE nel caso di magnificazione ×2. In *a*) la rampa ① si riferisce a MAGNIFIER ×1, la rampa ② in ×2, con comando POSIZIONE al centro dello schermo. A questa situazione corrisponde l'immagine *b*) con l'impulso che interessa centrato e in *c*) espanso ed ancora centrato.
Se invece l'impulso che interessa non è centrato *d*), si deve considerare la rampa ③ in *a*) che, passando in MAGNIFIER ×2, diviene la ④, alla quale corrisponde sullo schermo l'immagine *e*): l'impulso che interessa non appare più sullo schermo.
Nel caso più frequente di magnificazioni ×5 o ×10 è sufficiente uno spostamento molto piccolo rispetto al centro perché non sia più possibile osservare sullo schermo il particolare che interessa.

dei tempi (INT), nel quale il segnale è quello a dente di sega. A questo punto alla corrente di segnale viene sommata in quantità regolabile la componente continua proveniente dal comando POSIZIONE. Il segnale all'uscita del base comune perviene ad un amplificatore differenziale che lo rende bilanciato. La resistenza sugli emettitori del differenziale può assumere due valori diversi, realizzando, con la conseguente variazione del guadagno, le due posizioni ×1 e ×10 del MAGNIFIER. Il segnale perviene quindi allo stadio finale costituito da due operazionali fortemente controreazionati e a grande possibilità di escursione in uscita. La via tra un amplificatore differenziale e uno operazionale può essere interrotta facendo intervenire due diodi tramite il pulsante BEAM FINDER (vedi). In tal modo l'operazionale superiore non riceve segnale e quindi si ha una notevole riduzione del guadagno complessivo.

1.8. Circuiti sussidiari

Alimentatore

Ha lo scopo di alimentare:
– i circuiti in bassa tensione;
– il CRT in alta tensione.
È quindi costituito da due sezioni. La prima funzionante in bassa tensione (LVPS), con una certa gamma di uscite fisse positive e negative, realizzata secondo le normali tecniche costruttive di cui si è già detto nel cap. I.1.2.: gli alimentatori debbono essere dimensionati e regolati con abbondanza, altrimenti può succedere che variazioni nella rete o nel carico (circuiti dell'oscilloscopio) possano provocare commutazioni dell'SGM, non linearità della rampa della base dei tempi, ecc. La seconda invece funziona in alta tensione (HPVS) ed è praticamente un alimentatore a commutazione (cap. I.1.5., fig. 1.13.*a*), nel quale, data l'esigua potenza richiesta in uscita, il segnale *A* viene generato direttamente da un oscillatore operante a (25÷30) kHz (che sostituisce quindi l'insieme formato dai circuiti raddrizzatore + filtri, interruttore, comando interruttore, oscillatore). In essa vengono generate le tensioni per il catodo, per la griglia di controllo (che normalmente sono sui 2÷3 kV) e quindi per moltiplicazione quella per l'anodo post-acceleratore (10÷20 kV), come indicato nello schema della fig. 2.48.

Controlli luminosità

Alla griglia di controllo, oltre alla tensione proveniente dall'alimentatore HVPS, perviene la tensio-

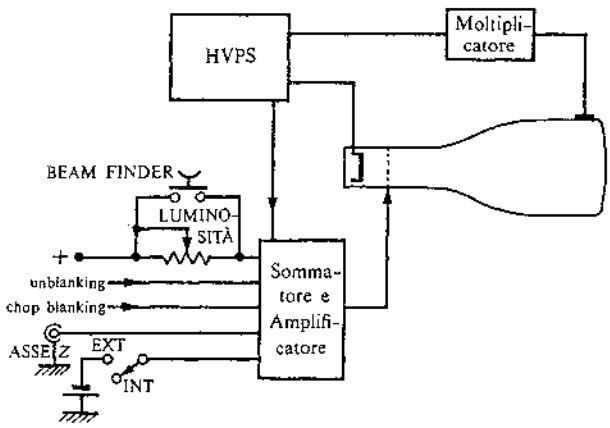


Figura 2.48. Schema indicativo dell'alimentatore CRT e controllo luminosità.

ne risultante dai vari comandi della luminosità (fig. 2.48.), e cioè:

– il gate di sblocco (*unblanking*);

– una polarizzazione continua che sostituisce il gate, quando, in EXT DISPLAY, la base dei tempi è esclusa;

– gli impulsi di blocco (*blanking*) durante il funzionamento CHOPPED (fig. 2.37.);

– un eventuale segnale applicato dall'esterno (ASSE *Z*);

– il controllo di LUMINOSITÀ.

Connesso a quest'ultimo controllo è quello del BEAM FINDER che risulta molto utile quando, per una qualsiasi ragione (in genere cattiva regolazione dei comandi dello strumento), la traccia sia finita fuori schermo. È un comando a pulsante, premendo il quale viene portata al massimo la luminosità e contemporaneamente si riduce fortemente il guadagno degli amplificatori finali verticale e orizzontale e quindi il fascio viene riportato sullo schermo dalla parte dove era uscito, favorendo in tal modo la messa a punto dello strumento.

Calibratore

La calibrazione va effettuata, dopo che lo strumento ha raggiunto l'equilibrio termico, prima di procedere a misure di tensione e di tempo, mandando in ingresso al canale *Y* il segnale fornito dal CALIBRATORE. Si tratta di un comune multivibratore astabile che fornisce un'onda quadra di ampiezza e frequenza (generalmente 1 kHz) stabili. Negli oscilloscopi di maggior pregio vi è la possibilità di avere disponibili diversi livelli di calibrazione in modo da poter tarare con comodità l'attenuatore d'ingresso in tutte le sue posizioni.
Le operazioni di calibrazione vanno eseguite in modo accurato periodicamente, seguendo le indicazioni date dal costruttore, mentre nell'uso corrente e soltanto temporaneamente, piccoli ritocchi possono essere apportati con il controllo fine del fattore di deflessione o del coefficiente di tempo. Sono tuttavia abitudini da non coltivare perché si corre il rischio, passando ad altre portate, di commettere errori di misura per difetto di calibrazione.

1.9. Strutture dell'oscilloscopio

La struttura descritta precedentemente è riferita ad un oscilloscopio *completo* in tutte le sue parti e con possibilità d'uso ben definite: di esso se ne dà una rappresentazione riassuntiva nello schema a blocchi generale riportato nella fig. 2.49.
Tenuto conto che l'elevato costo degli oscilloscopi di buone prestazioni presuppone l'utilizzazione dello strumento per un periodo sufficientemente lungo, una soluzione di questo tipo impegna l'acquirente a prevedere con precisione i problemi tecnici che dovrà affrontare e le prestazioni conseguentemente necessarie. Lo espone quindi al rischio derivante dalla scarsa flessibilità e, in una certa misura, non lo tiene al passo con i più recenti sviluppi della tecnica. Per tutti questi motivi alcune case costruttrici ricorrono anche ad una soluzione di *tipo modulare*, costituita da un corpo principale (*mainframe*) e cassetti intercambiabili (*plug-in*). Altre invece hanno adottato questa soluzione marginalmente o per nulla, domandandosi: quante volte vi è la necessità di sostituire un plug-in?

Mainframe

È la struttura portante dello strumento, contenente:
– il CRT, che può essere a fascio singolo (*single beam*), a doppio fascio (*dual beam*), con possibilità di avere la memoria di tipo bistabile, a persistenza variabile, ecc.;
– i suoi controlli (luminosità, fuoco, astigmatismo, ecc. ed eventualmente i controlli di memoria);
– le varie alimentazioni (con sezione di bassa e di alta tensione);
– amplificatore finale orizzontale;
– amplificatore finale verticale (non sempre presente nei mainframe; in tal caso esso è inserito nel plug-in verticale).
Sono cioè presenti quelle parti indispensabili a qualunque funzionamento dell'oscilloscopio.
Naturalmente nel contenitore è prevista la possibilità di alloggiare un certo numero (2÷4) di cassetti intercambiabili e di collegarli circuitalmente al mainframe tramite connettori multipli.

Plug-in

Il loro innesto nel corpo principale stabilisce automaticamente i collegamenti circuitali per le alimentazioni e i segnali. Con questi cassetti vengono fondamentalmente realizzate le parti che mancano al mainframe per renderlo un oscilloscopio completo (canale verticale, base dei tempi), con il vantaggio di poter spingere in una certa direzione le prestazioni che negli oscilloscopi per scopi generali risultano necessariamente da compromessi tra varie ed opposte tendenze.
Per ciò che riguarda il canale verticale vi è la possibilità, per es., di scegliere cassetti [1]:

– *standard*: con la banda passante massima o prossima a quella e sensibilità corrispondente alla miglior figura di merito (per es. *500 MHz e 10 mV/div*);

---

[1] I dati numerici riportati come esempi sono da considerarsi valori limite essendo tratti dalle specifiche della serie 7000 della *Tektronix*.

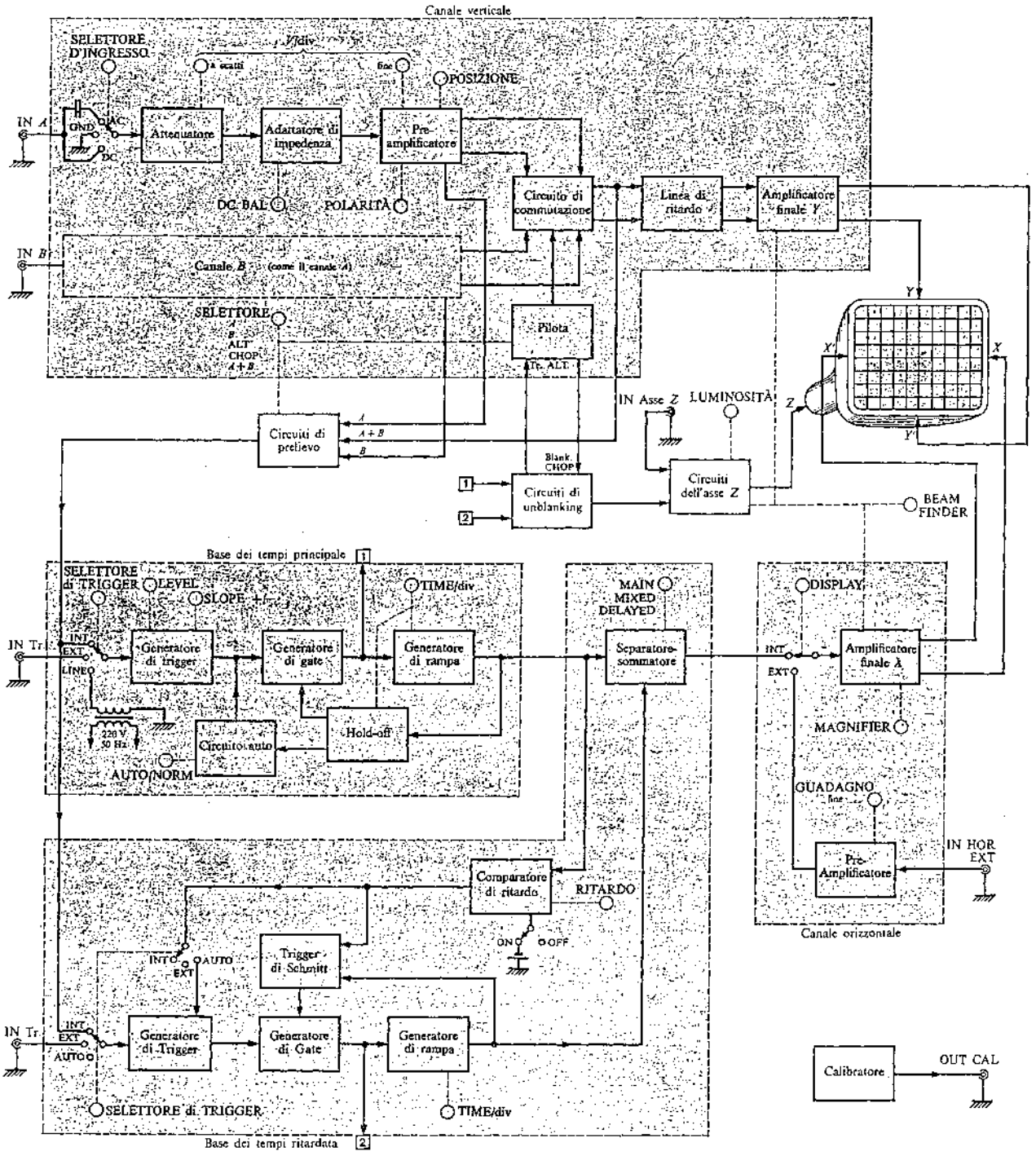


Figura 2.49. Schema a blocchi generale di Oscilloscopio a doppia traccia con base dei tempi principale e ritardata.

– *a basso costo*: corrispondente ad una figura di merito inferiore (per es. *150 MHz e 50 mV/div*);

– *ad alta sensibilità*: con grande sensibilità e drastica riduzione della banda passante, sempre mantenendo la migliore figura di merito (per es. *10 MHz e 500 μV/div*);

– *differenziali*: la struttura tipica, in realizzazioni di pregio (con CMRR elevato, fino a 10^5), consente di ridurre in modo notevole *i disturbi di modo comune* e quindi di ottenere elevate sensibilità (per es. *1 MHz e 10 μV/div*); altro vantaggio di questo cassetto è di poter misurare tensioni tra due punti, entrambi fuori massa;

– *multicanale*: per poter osservare più segnali, ognuno dei quali con un proprio canale. A seconda della complessità e del costo, i vari canali (2÷8) possono essere visti uno alla volta, separatamente, o sequenzialmente (ALTERNATE) o in funzionamento

CHOPPED, o combinati (sommati o sottratti) e ciascun segnale può essere posizionato, attenuato, ecc.)

– *ad accesso diretto*: il segnale perviene direttamente alle placche di deflessione scavalcando l'eventuale amplificatore finale *Y* e quindi si può utilizzare tutta la risposta in frequenza del CRT. Per contro sono necessarie ampiezze notevoli (per es. *1 GHz e 4 V/div*);

– *per misure di corrente*: tali misure avvengono con l'uso dello speciale probe (vedi).

Per ciò che riguarda il canale orizzontale, sono disponibili basi dei tempi in modo da poter coprire un campo molto esteso di coefficienti di tempo, con possibilità di magnificazione $\times 10$ per ridurli ulteriormente. In corrispondenza di alcuni valori della frequenza limite di trigger (*100 MHz, 200 MHz, 500 MHz*) si hanno delle basi dei tempi che raggiungono *5 ns/div, 2 ns/div, 0,5 ns/div* rispettivamente (1).
Naturalmente ciascun cassetto ha caratteristiche di coefficiente di tempo rapportate alla sua frequenza limite di trigger e viene scelto in funzione del limite superiore di frequenza del mainframe: così non ha significato inserire un cassetto da 0,5 ns/div su di un oscilloscopio da 60 MHz, mentre, per motivi di costo, può essere conveniente utilizzare un cassetto da 5 ns/div su di un oscilloscopio da 500 MHz. Per ogni cassetto il costruttore fornisce le caratteristiche di trigger (tab. 2.2.).
Oltre a questi cassetti che servono per completare un normale oscilloscopio, ve ne sono altri che realizzano possibilità collaterali, trasformando l'oscilloscopio in un vero e proprio laboratorio autosufficiente. I cassetti più significativi sono:

– *convertitore A-D;*

– *multimetro numerico;*

– *contatore numerico;*

– *tracciatore di curve;*

– *analizzatore di spettro;*

– *campionatore,*

sui quali non ci si sofferma, essendo trattati diffusamente in altra parte.
Vi è poi una ulteriore possibilità, inserita in oscilloscopi di grande pregio, che consiste nell'avere sullo schermo, scritte dal fascio elettronico, le indicazioni del fattore di deflessione, del coefficiente di tempo, ecc. per ciascun cassetto inserito.
Sfruttando questa possibilità, la Tektronix offre un plug-in chiamato READOUT UNIT, col quale questa prestazione viene ampliata permettendo all'operatore di scrivere tutte le informazioni che ritiene opportuno, quali la data, le condizioni di prova, ecc. che possono servire per una presentazione fotografica completa.
L'insieme dei mainframe e dei plug-in costituisce una *serie* che il costruttore si impegna a mantenere invariata nelle dimensioni modulari: si limita, seguendo gli sviluppi della tecnica, ad aggiornarne le prestazioni e ad aumentarne il numero.

Tabella 2.2. (2) *Caratteristiche di trigger.*

Accoppiamento	*Campo di frequenza*	*Minimo segnale richiesto*	
		INT	*EXT*
AC	30 Hz ÷ 10 MHz	0,3 div	150 mV
	10 MHz ÷ 100 MHz	1,5 div	750 mV
AC LF reject	30 kHz ÷ 10 MHz	0,3 div	—
	150 kHz ÷ 10 MHz	—	150 mV
	10 MHz ÷ 100 MHz	1,5 div	750 mV
AC HF reject	30 Hz ÷ 50 kHz	0,3 div	150 mV
DC	DC ÷ 10 MHz	0,3 div	150 mV
	10 MHz ÷ 100 MHz	1,5 div	750 mV

(1) Esempio: con un cassetto che ha un coefficiente di tempo minimo di 5 ns/div si impiegano 50 ns per esplorare tutto lo schermo (10 div) e, considerata come frequenza limite di trigger quella alla quale sono visualizzati sullo schermo alcuni periodi (da 2,5÷5), tale frequenza varrà (considerando 5 periodi):

$$f_{tt} = \frac{1}{\frac{50 \cdot 10^{-9}}{5}} = 100 \text{ MHz}.$$

(2) Plug-in 7B50-*Tektronix*.

Portatili

Oltre alla versione normale dell'oscilloscopio completo e di quello a plug-in, esiste anche la versione *portatile*, costruita espressamente per impieghi al di fuori del laboratorio. In tal caso, oltre o al posto di quella normale a rete, è prevista una alimentazione a batterie (ricaricabili). Naturalmente ciò comporta tutta una serie di problemi connessi con il minor consumo e quindi limiti di correnti e tensioni, tempi di salita, escursione massima di tensione degli amplificatori finali verticale e orizzontale, tensione per l'intensificazione della traccia, ecc.
Altri oscilloscopi di elevate prestazioni e quindi molto voluminosi e pesanti, vengono commercialmente denominati portatili, ma in realtà il loro uso è limitato all'interno del laboratorio, anche se possono essere spostati su carrelli.

2. Oscilloscopio con memoria

Se si applica all'ingresso di un oscilloscopio normale un segnale non ripetitivo, esso permane sullo schermo per un tempo piuttosto breve (persistenza) e poi scompare. È questo un grave inconveniente che, in alcuni casi, costringe l'operatore all'uso della macchina fotografica abbinata all'oscilloscopio.
Una soluzione alternativa è quella dell'*oscilloscopio con memoria* (*storage oscilloscope*), che inoltre si rivela assai utile anche per altri motivi, come, per es., per osservare segnali in bassa frequenza, nei quali esiste il problema dello sfarfallio (*flicker*) che affatica la vista e nel caso di segnali ripetitivi sovrapposti a disturbi aleatori.

2.1. Principi fondamentali

Si richiamano qui alcuni principi che sono alla base dello studio degli oscilloscopi con memoria.
Si consideri un sistema (fig. 2.50.*a*) costituito da un catodo termoionico emittente un fascio di elettroni e da un altro elettrodo che li raccoglie, chiamato *bersaglio* (*target*).
È noto che l'energia con cui gli elettroni colpiscono il bersaglio è proporzionale alla d.d.p. tra bersaglio e catodo e questo principio rimane sempre valido anche nel caso in cui (fig. 2.50.*b*) gli elettroni incontrino, durante il loro percorso, campi creati da altri elettrodi acceleratori o deceleratori.

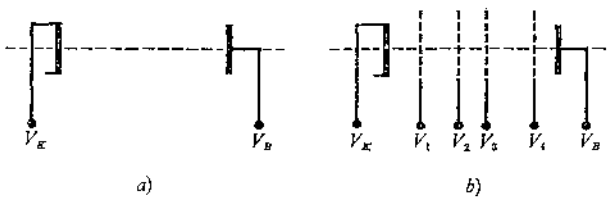


Figura 2.50. In *a*) e in *b*) l'energia degli elettroni sul bersaglio è la stessa, a parità di V_{BK}.

Se $V_B = V_K = 0$, fra i due elettrodi non esiste alcun campo; tuttavia gli elettroni, al momento dell'emissione, possiedono sempre una certa velocità iniziale e quindi un'energia cinetica che, in alcuni casi, permette loro di raggiungere il bersaglio. Se si rende quest'ultimo via via più negativo, aumenta il numero di elettroni respinti. Per es., se $V_{BK} = -0{,}01$ V, gli elettroni respinti sono il 10%, se $V_{BK} = -0{,}1$ V sono circa il 66%. Il potenziale $V_{BK} = -1$ V, al quale il bersaglio respinge il 99% e quindi praticamente tutti gli elettroni, si chiama potenziale d'arresto (*stopping potential*).

Emissione secondaria

Si supponga che gli elettroni emessi dal catodo vengano accelerati dal campo elettrico esistente tra B e K ed acquistino quindi una certa energia cinetica che, al momento dell'urto, viene ceduta al bersaglio, eccitandone gli atomi superficiali: in tal modo alcuni elettroni possono abbandonare la superficie (*emissione secondaria*). Gli elettroni incidenti vengono detti *primari*, quelli estratti *secondari*. Il numero di questi ultimi dipende dal numero e dalla velocità di quelli primari, dal materiale e dalla superficie del bersaglio, dall'angolo di incidenza. L'entità di questo fenomeno è espressa dal *rapporto di emissione secondaria* δ,

$$\delta = \frac{\textit{numero degli elettroni secondari}}{\textit{numero degli elettroni primari}}$$

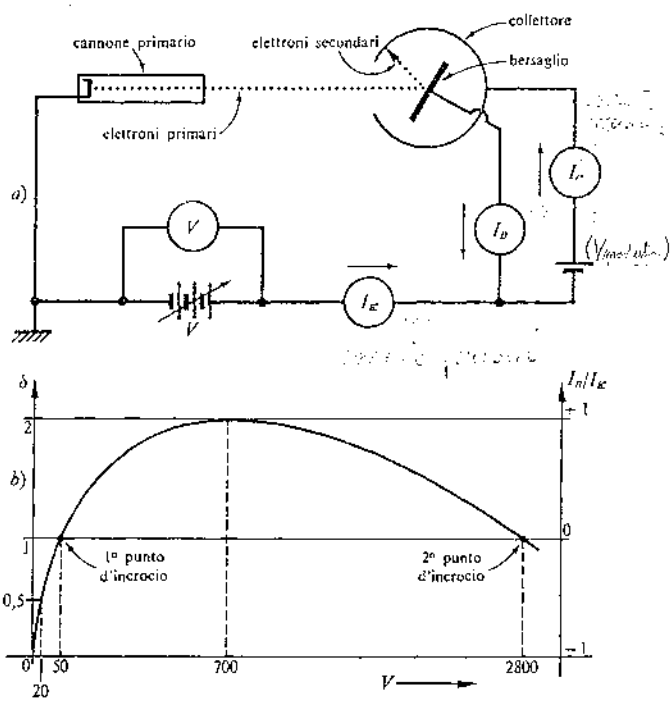


Figura 2.51. Emissione secondaria: *a*) circuito sperimentale; *b*) andamento dell'emissione secondaria al variare del potenziale del bersaglio.

Per determinare sperimentalmente come varia δ in funzione dell'energia degli elettroni primari, si può ricorrere all'esperimento di fig. 2.51.*a*. In un involucro nel quale si sia realizzato il vuoto, vi è un cannone elettronico che genera elettroni primari che, accelerati da una d.d.p. V, incidono su di un bersaglio metallico generando elettroni per emissione secondaria. Gli elettroni secondari emessi vengono raccolti da un collettore mantenuto ad un potenziale leggermente più elevato di quello del bersaglio e che lo circonda quasi completamente. Il circuito è completato da strumenti per la misura delle correnti in gioco.
Per un piccolo valore di V, per es. 20 V, risulta

$\delta \simeq 0{,}5$, cioè se il catodo emette una corrente primaria di 10 μA risulterà $I_K = 10$ μA, $I_C = 5$ μA e $I_B = -5$ μA. Se V passa a 50 V, la corrente secondaria cresce fino ad uguagliare quella primaria: in questo caso ($\delta = 1$) $I_C = I_K = 10$ μA e $I_B = 0$. I punti in cui la curva (fig. 2.51.*b*) attraversa la retta $\delta = 1$ vengono chiamati *punti d'incrocio* (*crossover points*) e quello che abbiamo appena considerato si chiama 1° punto d'incrocio.

È facile vedere che esiste una certa relazione tra i valori di δ e quelli delle correnti I_B e I_C. Per questo motivo è riportata a destra anche una scala delle ordinate con origine sulla retta $\delta = 1$ e tarata in valori di I_B rispetto a I_K. È infatti facile vedere che, quando $\delta = 1$, la corrente I_B si annulla.

Per valori più elevati di V, δ aumenta progressivamente fino ad un massimo corrispondente a $\delta = 2$ per $V \simeq 700$ V, dopo di che la curva decresce e si raggiunge un secondo punto d'incrocio per $V = 2800$ V. La diminuzione della curva è dovuta al fatto che gli elettroni primari, molto veloci, penetrano in profondità prima di urtare atomi del bersaglio: anche in questo caso si ha una notevole emissione secondaria, ma parte degli elettroni non riesce a liberarsi oltre la superficie esterna e sono nuovamente catturati senza dar luogo ad una corrente in uscita.

A questo punto, per avvicinarsi maggiormente allo schema dei dispositivi utilizzati nella pratica, è opportuno modificare le condizioni dell'esperienza precedente facendo in modo che il collettore rimanga a potenziale costante (200 V nella fig. 2.52.*a*).

Per valori di V molto elevati, gli elettroni che lasciano il bersaglio per emissione secondaria si trovano in un campo ritardante creato dal collettore con i suoi 200 V e quindi in grandissima percentuale vengono risospinti sul bersaglio: l'emissione secondaria esiste ma non è rilevabile con il circuito utilizzato. Si può solo dire che le cose vanno come se δ fosse $= 0$ e quindi $I_K = |I_B|$.

Anche per piccoli valori di V la situazione è mutata. Nel punto G, per es., per una $V = -5$ V, in prossimità del bersaglio vi è un campo ritardante e quindi gli elettroni primari vengono attratti dal collettore: senza che vi sia una vera e propria emissione secondaria, le cose vanno come se δ fosse $= 1$, infatti $I_B = 0$. Al crescere di V verso lo zero si riduce l'effetto ritardante e riprende il bombardamento del bersaglio ed il reale effetto secondario con $\delta < 1$. Si ottiene così l'andamento riportato nella fig. 2.52.*b*.

Funzionamento bistabile

Si prosegua l'esperienza precedente apportando però una modifica al circuito di misura: mediante un interruttore S si consenta al bersaglio di rimanere isolato dal resto del circuito. In tal modo è possibile rendersi conto se il potenziale di partenza del bersaglio tende ad aumentare o a diminuire.

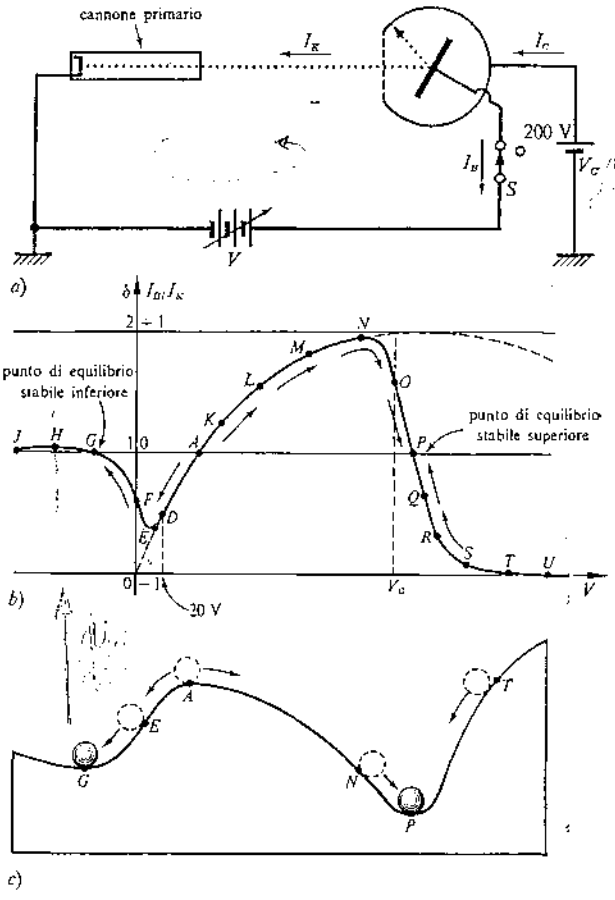


Figura 2.52. Modifica dell'andamento del rapporto di emissione secondaria per collettore a potenziale costante: *a*) circuito sperimentale; *b*) andamento della curva e rappresentazione dei punti di funzionamento stabile; *c*) analogia gravitazionale per la rappresentazione dei punti di stabilità.
(La velocità con cui si tende ai punti stabili è proporzionale in *b*) alla distanza dalla retta $\delta = 1$, in *c*) alla pendenza del profilo).

Si consideri dapprima S chiuso e $V = 20$ V: la situazione è rappresentata dal punto D nella curva di fig. 2.52.*b* a cui corrisponde un $\delta = 0{,}5$, cioè, degli elettroni che giungono dal catodo solo una metà vanno al collettore (elettroni secondari), la parte restante viene invece avviata al circuito esterno del bersaglio. Se ora viene aperto S, la corrente I_B si interrompe, il bersaglio si carica negativamente e il suo potenziale si sposta verso valori più bassi. Nella fig. 2.52.*b* sono riportate delle frecce che indicano il senso verso cui si muoverà il potenziale iniziale V al momento dell'apertura di S. Nell'esempio precedente, dal punto D si passerà in E e poi in F.... In ognuno di questi punti δ varia con V restando però sempre < 1: ci si avvia verso potenziali sempre più negativi anche se con rapidità variabile.

Se S viene aperto quando il bersaglio ha un potenziale corrispondente ad un punto compreso tra G e J, non vi è effetto secondario, però il bersaglio attira ioni positivi, sempre presenti dentro ad un tubo a vuoto ed inoltre vi è pure conducibilità

dovuta a non perfetto isolamento: entrambe queste cause tendono a rendere il bersaglio meno negativo e quindi da J il punto di funzionamento si sposta fino a G. La curva è disegnata al di sopra di $\delta = 1$ perché le cose vanno come se δ fosse maggiore di 1 dato che il bersaglio diviene più positivo.

Se, con S aperto, il bersaglio viene spostato in qualunque modo dal punto G in una qualunque delle due direzioni, interviene prontamente un effetto di carica che riporta il bersaglio al punto G. Quindi, poiché il bersaglio possiede forze che tendono a mantenerlo in questo punto, purché vi siano sempre elettroni primari in arrivo, il punto G è detto *punto di equilibrio stabile inferiore* e un bersaglio che si trovi in esso viene convenzionalmente considerato *cancellato* o *non scritto*.

In modo perfettamente analogo si studiano altri tratti della curva. Tutta la parte da U a P è al di sotto di $\delta = 1$ e quindi ad essa è associato un effetto di carica negativo con potenziale decrescente. Giunti a P questo effetto si annulla perché $\delta = 1$. Tutta la parte di curva da A a P giace al di sopra di $\delta = 1$ ed è quindi caratterizzata da un effetto di carica positivo: cioè il bersaglio diviene via via più positivo sino a trovarsi in P; si è così trovato un altro punto notevole che prende il nome di *punto di equilibrio stabile superiore*. Quando il bersaglio si trova al potenziale ad esso corrispondente, si dice che è *scritto*.

Fintanto che arriva il fascetto primario, il bersaglio in P si trova soggetto a forze che si oppongono ad ogni allontanamento da P.

Si noti che, con bersaglio isolato, sono punti di equilibrio stabile quelli con $\delta = 1$ ed inclinazione negativa della curva. Infatti il punto A, pur essendo a $\delta = 1$, si trova in un tratto di curva a pendenza positiva e non è punto di equilibrio stabile: basta una piccola perturbazione nell'uno o nell'altro senso per allontanare il bersaglio verso G o verso P a seconda del senso della perturbazione.

Per comprendere meglio il fenomeno studiato, si può ricorrere ad una analogia meccanica: considerare cioè una superficie opportunamente modellata di cui la fig. 2.52.*c* riporta l'andamento in sezione e sulla quale possa rotolare una pallina soggetta al campo gravitazionale.

Nella analogia, alle forze di gravità corrisponde l'azione del fascio di elettroni primari. Se la pallina è in A (punto di equilibrio instabile), basta una piccola perturbazione per farla rotolare in G o in P, unici punti di equilibrio stabile.

Concludendo, il dispositivo studiato possiede un tipo di funzionamento bistabile ed è quindi atto a *memorizzare* un bit di informazione che viene conservato indefinitamente (a patto che rimanga il fascio di elettroni primari).

Per accertarsi che il dispositivo sia nell'uno o nell'altro stato basta misurare con un voltmetro il potenziale del bersaglio, mentre il passaggio può essere ottenuto variando il potenziale del catodo fra due valori, uno inferiore ed uno superiore a quello corrispondente al punto A, in modo che δ sia rispettivamente minore e maggiore di 1, così che il bersaglio vada, nel primo caso, in G, nel secondo in P. Tuttavia non è questo il sistema che si adotta in pratica, perché ogni variazione del potenziale del catodo richiederebbe una conseguente regolazione dei vari potenziali (intensità, fuoco, ecc.) del cannone che con quello sono in relazione. Risulta invece più pratico ricorrere a due cannoni separati.

Nella fig. 2.53.*a* è riportata la disposizione con un secondo cannone che genera elettroni primari e che verrà in seguito detto *cannone ausiliario* o *di inondazione* (*flood gun*) ed invia con continuità un flusso di elettroni che investe uniformemente la superficie del bersaglio. L'altro cannone, detto *cannone scrivente* (*writing gun*), emette invece un fascio focalizzato di elettroni e tale emissione è in genere di tipo intermittente, comandata dalla griglia di controllo.

L'effetto combinato dei due fasci può essere considerato pari alla somma degli effetti che ognuno di essi avrebbe sulla superficie del bersaglio agendo da solo (fig. 2.53.*b*).

Scrittura

Supponendo di iniziare lo studio con bersaglio non scritto, se il cannone scrivente è interdetto, il bersaglio non può cambiare il suo stato essendo isolato dal circuito esterno e avendo il cannone ausiliario il catodo a massa. L'unico modo per poter scrivere è di sbloccare il cannone scrivente agendo sulla sua griglia di controllo. Gli elettroni del cannone scrivente giungono al bersaglio accelerati da un potenziale di circa 2 kV: il δ corrispondente è maggiore di 1 e quindi il bersaglio tende a diventare più positivo. A questa variazione del potenziale si oppongono le forze dell'effetto stabilizzante del cannone ausiliario; tuttavia se l'azione del cannone scrivente riesce a prevalere, il potenziale del bersaglio arriva a superare il primo punto d'incrocio. Da questo momento il cannone scrivente non serve più e può anche essere nuovamente interdetto: infatti, superato il primo punto di incrocio, il flusso di elettroni del cannone ausiliario non si oppone più all'aumento del potenziale del bersaglio, ma al contrario lo favorisce, e quindi il processo di scrittura viene completato dal cannone ausiliario.

Se invece il cannone scrivente viene interdetto prima che si sia superato il primo punto d'incrocio, il cannone ausiliario agisce in modo da riportare il bersaglio al suo punto stabile inferiore e quindi il bersaglio rimane non scritto.

Cancellazione

Per poter riportare il bersaglio al suo punto stabile inferiore e quindi essere cancellato, occorre inviare un impulso negativo al collettore.

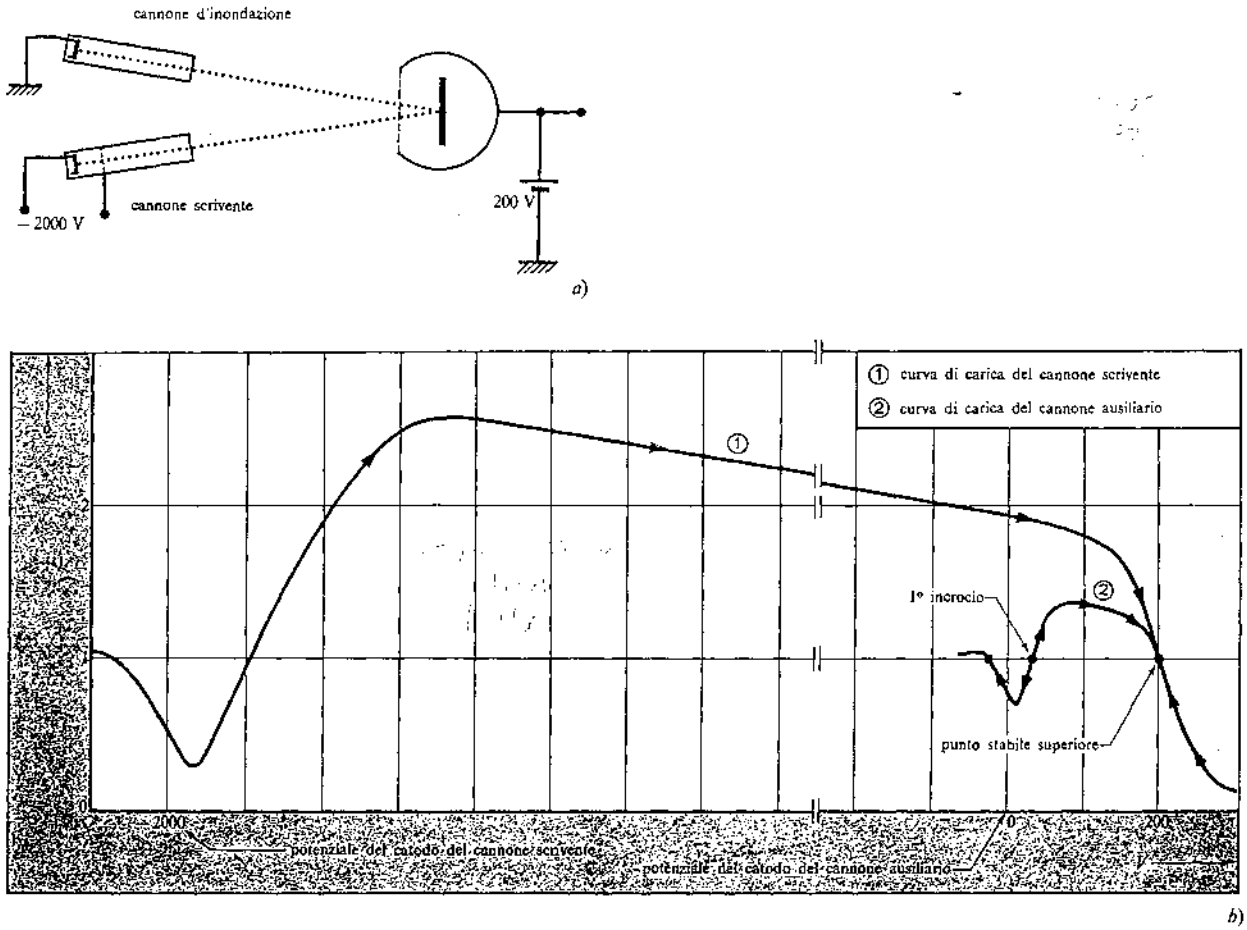


Figura 2.53. Dispositivo bistabile: *a*) struttura di principio; *b*) curve dell'emissione secondaria.

Supponendo che tra collettore e bersaglio vi sia una capacità circa uguale a quella tra il bersaglio e gli altri elettrodi (ipotesi sempre largamente verificata) (fig. 2.54.*a*), l'impulso negativo si trasferisce, seppur dimezzato, al bersaglio. Si supponga che tale impulso abbia un'ampiezza di 150 V: in tal modo il collettore passerà dai 200 V a circa 50 V, mentre il bersaglio diventerà più negativo per due cause:
– per l'accoppiamento capacitivo al collettore, per il quale il potenziale del bersaglio passerà istantaneamente ad un valore ridotto di 75 V, cioè a 125 V;
– perché, essendo ora il collettore più negativo del bersaglio e non raccogliendo quindi più elettroni secondari, questi tornano al bersaglio che arriva in breve al suo punto stabile inferiore.
Tuttavia, dopo la variazione negativa, il potenziale del collettore non può tornare bruscamente al suo valore originario senza trascinarsi dietro, sempre a causa dell'accoppiamento capacitivo, il potenziale del bersaglio che, superato il primo punto d'incrocio, tenderebbe a tornare al punto stabile superiore. Per questo motivo l'impulso di cancellazione viene fatto ritornare al suo potenziale di quiete lentamente (fig. 2.54.*b*), in modo che le forze stabilizzanti che agiscono sul bersaglio e lo rendono più negativo, prevalgano sull'effetto dell'accoppiamento capacitivo che tende a renderlo più positivo.

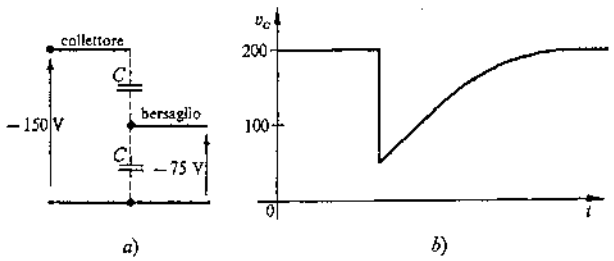


Figura 2.54. Cancellazione: *a*) accoppiamento capacitivo tra collettore e bersaglio; *b*) impulso di cancellazione.

Bersagli multipli

Si supponga ora che il bersaglio non sia più unico, ma ve ne sia un certo numero (4 in fig. 2.55.). L'apertura del collettore dovrà essere più ampia e perché il campo non presenti disuniformità rilevanti verrà chiusa da una griglia metallica. Il fascio del cannone ausiliario non deve più essere focalizzato, mentre continuerà ad esserlo quello del cannone scrivente che dovrà poter essere spostato su tutti i bersagli ed anche essere spento agendo sulla griglia. Si parte dalla situazione in cui il cannone scrivente

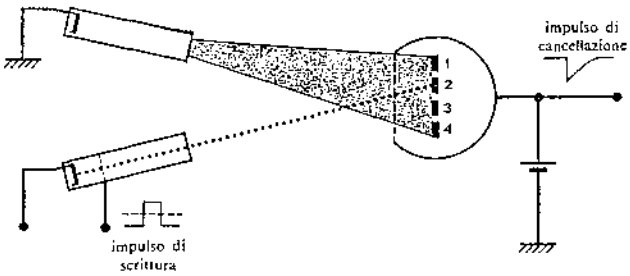


Figura 2.55. Nel caso di bersagli multipli, il cannone di inondazione non è più focalizzato, ma investe contemporaneamente tutti gli elementi del bersaglio. Nel caso illustrato è scritto il bersaglio 2.

è spento, il collettore a 200 V e tutti i bersagli sono non scritti. Se ora si accende il cannone scrivente, dopo averlo diretto su di un bersaglio (il n. 2 in fig. 2.55.), questo viene scritto, mentre gli altri bersagli non modificano la loro condizione. Il fascio ausiliario si incarica di mantenere nel tempo questa situazione.

L'applicazione di un impulso di cancellazione al collettore fa sì che il potenziale del bersaglio n. 2 vada al di sotto del 1° punto d'incrocio. Il rapporto di emissione secondaria è minore di 1 e quindi il bersaglio si carica negativamente cancellandosi.

Durante l'impulso di cancellazione i bersagli non scritti (1, 3, 4) diventano dapprima più negativi e respingono quindi gli elettroni diretti su di loro e, al termine dell'impulso, tornano al loro stato iniziale stabile.

Il concetto di bersagli multipli è facilmente estendibile al caso in cui i bersagli siano moltissimi e di dimensioni molto piccole (inferiori alle dimensioni del fascio scrivente) e molto vicini l'uno all'altro ed infine anche alla versione assai spesso adottata in pratica per il bersaglio: quella di uno *strato di materiale isolante* nel quale qualsiasi elemento di superficie, anche molto piccolo, può essere reso più positivo, cioè scritto, o negativo, cioè cancellato, indipendentemente da quello che avviene agli elementi di superficie circostanti.

Gli argomenti precedentemente esposti hanno portato ad individuare un dispositivo capace di scrivere, memorizzare e cancellare un'immagine di cariche su di un bersaglio; resta l'ultimo passo che consiste nel renderla visibile.

Realizzazioni pratiche

L'evoluzione della tecnica dei CRT con memoria ha portato a tutta una serie di realizzazioni delle quali verranno qui di seguito prese in esame le più importanti.

È bene a questo punto introdurre una suddivisione tra:

– *tubi a visione diretta bistabili*, nei quali l'immagine visibile si forma sul bersaglio di memoria assieme all'immagine di cariche;

– *tubi a trasmissione di corrente*, nei quali l'immagine visibile si forma su di uno schermo separato dal bersaglio di memoria.

2.2. CRT a visione diretta bistabile

Gli elettroni che colpiscono le zone scritte hanno un'energia molto maggiore di quelli che colpiscono le zone non scritte. Si può pensare di utilizzare tale energia per produrre un'immagine luminosa visibile, realizzando un bersaglio di materiale isolante ma anche luminescente. Come si vede in fig. 2.56.*a*, esso sarà costituito da uno strato di *fosfori* su un supporto di vetro trasparente, in modo che l'immagine luminosa possa essere vista dalla parte opposta al cannone. Naturalmente il collettore deve avere una apertura sufficientemente ampia anche da questa parte. Il fosforo ha quindi una duplice funzione, di essere:

– il bersaglio isolante che consente un funzionamento di memoria bistabile;

– l'elemento fotoemittente che consente di visualizzare l'immagine di cariche scritta su di esso.

Gli altri elettroni, che pervengono alle zone non scritte per bilanciare le cariche degli ioni positivi e quelle perdute per dispersione superficiale, sono invece ad energia così bassa da non produrre praticamente alcun effetto secondario, ma soltanto una leggera *luminosità di fondo*.

Si comprende quindi che, con una struttura come quella presa in esame, ogni elemento del bersaglio emette il massimo di luminosità (se è scritto) o il minimo (se non lo è); tutti i livelli intermedi non sono possibili. Ciò non è un inconveniente per alcune applicazioni, come per es. per l'oscilloscopio, dove invece risulta particolarmente apprezzata la lunga persistenza (teoricamente infinita), mentre non si presta per altre che richiedono tutte le tonalità del grigio (*mezzi toni*).

Concludendo, il tubo descritto, accanto al pregio di una notevole semplicità costruttiva, presenta alcuni limiti, quali la scarsa luminosità dell'immagine do-

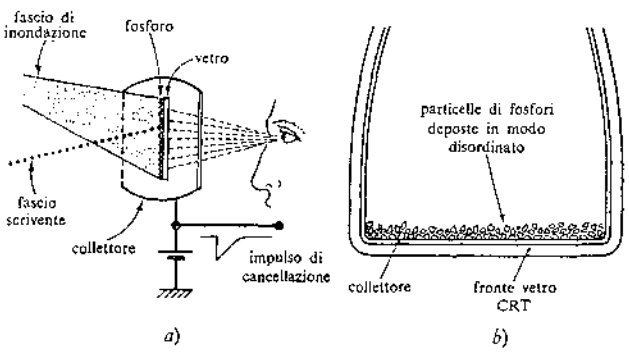


Figura 2.56. Evoluzione costruttiva del CRT a visione diretta bistabile: *a*) dispositivo di principio; *b*) realizzazione pratica.

vuta alla piccola energia degli elettroni incidenti il bersaglio ed il ristretto campo di valori del potenziale del collettore entro il quale il funzionamento risulta corretto.

Infatti se si aumenta troppo il potenziale di collettore, l'immagine in breve tempo si deteriora perché la parte scritta del bersaglio tende a espandersi in quella non scritta. Il fenomeno inverso avviene riducendo il potenziale: la zona scritta si riduce sempre di più fino a scomparire. Nel primo caso, dopo un po' di tempo tutto lo schermo è luminoso, nel secondo è tutto scuro.

È quindi impensabile ottenere una maggiore luminosità dell'immagine solo aumentando il potenziale di collettore.

Un notevole progresso su questa via si è invece ottenuto realizzando un tubo (fig. 2.56.*b*), nel quale il bersaglio è costituito da uno *strato incoerente* di particelle di fosfori disposte in modo disordinato sulla faccia interna del tubo, sulla quale è stato preventivamente depositato un sottile strato continuo conduttore trasparente che funge da collettore. Questo bersaglio ha il vantaggio di presentare una *conduttività trasversale* molto bassa a causa delle piccole aree di contatto tra le particelle e quindi di eliminare quasi completamente il fenomeno della migrazione delle cariche tra zone scritte e non scritte.

Un elemento costruttivo di particolare importanza è lo spessore del deposito di fosforo: aumentandolo migliorano le caratteristiche di luminosità, però, oltre ad un certo limite, decadono le prestazioni di memorizzazione fino ad annullarsi. Viene allora scelto uno spessore di compromesso, maggiore delle dimensioni delle singole particelle ma pur sempre di valore piuttosto limitato: ciò comporta una certa delicatezza nei riguardi delle possibilità di *bruciatura* e caratteristiche di invecchiamento che portano ad una *vita* del CRT relativamente breve.

I bersagli bistabili riescono a memorizzare solo se il potenziale del collettore è compreso fra i 100 e i 200 V circa. Tale intervallo è detto *campo di stabilità*: al di sotto del suo limite inferiore (*soglia di mantenimento*) la traccia immagazzinata svanisce, mentre al di sopra del suo limite superiore (*livello di tutto positivo*) tutto il bersaglio diviene luminoso.

All'interno del campo di stabilità, nel quale una immagine scritta rimane memorizzata, esiste una zona più ristretta, detta *campo di funzionamento*, compresa tra la soglia di scrittura ed il livello superiore di scrittura, entro il quale è possibile scrivere una nuova traccia (fig. 2.57.).

Perché un CRT con memoria possa memorizzare occorre che il potenziale del collettore sia ad un valore compreso nel campo di funzionamento (*livello di funzionamento*). Se lo si vuole invece utilizzare come un normale CRT basta porre il collettore ad un potenziale più basso (*potenziale di quiete*).

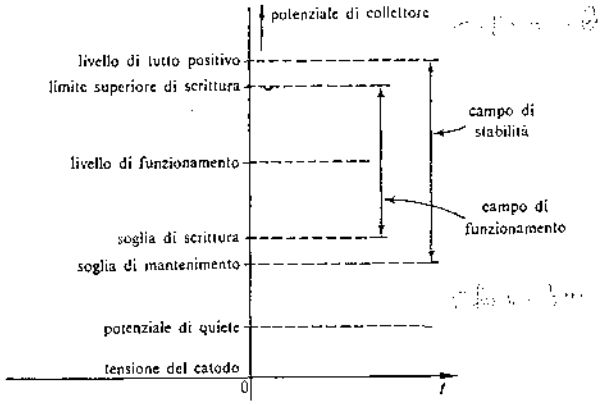


Figura 2.57. Livelli caratteristici del potenziale di collettore di CRT a visione diretta bistabile.

Questa struttura costruttiva si presta a realizzare la versione a schermo suddiviso (*split-screen*), nella quale il collettore è costituito da due zone uguali, una superiore ed una inferiore che, comandate separatamente al livello di funzionamento e/o al potenziale di quiete, consentono di utilizzare metà schermo con memoria e metà senza.

Complessivamente l'aspetto del tubo a visione diretta è quello che appare nella fig. 2.58., nella quale, per avere una più uniforme inondazione di elettroni su tutto il bersaglio, i cannoni ausiliari sono due ed inoltre vi sono *elettrodi collimatori* la cui lente elettrostatica agisce in modo da rendere le traiettorie degli elettroni il più possibile perpendicolari al bersaglio, specialmente nelle zone periferiche.

Un elettrodo, chiamato *ion-repeller* (tenuto a potenziale leggermente più positivo del collettore), ha come funzione prevalente quella di proteggere il bersaglio dal bombardamento degli ioni del gas contenuti nell'involucro del CRT e, come secondaria, di minimizzare un effetto (*trace-shadowing*) che crea un bordo scuro ai lati della traccia scritta. Questo fenomeno è dovuto al fatto che, in corrispondenza delle zone scritte, si creano irregolarità nelle superfici equipotenziali con effetto convergente sugli elettroni

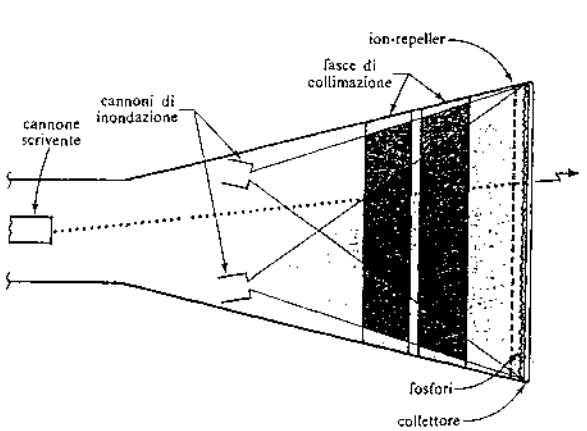


Figura 2.58. Struttura di un CRT a visione diretta bistabile.

verso la zona centrale della traccia: i suoi bordi non vengono così più inondati e restano scuri, accentuando il contrasto rispetto alla luminosità di fondo. La presenza di una griglia positiva e parallela alla superficie del bersaglio attenua notevolmente queste irregolarità fino a eliminare quasi completamente il difetto di cui si è detto.

Velocità di scrittura

Ogni area elementare del bersaglio richiede, per passare allo stato scritto, un certo tempo (*tempo di scrittura*) che dipende dalle proprietà dei materiali e dalla densità di corrente del cannone scrivente. Esiste quindi, per un pennello scrivente di data densità e per ogni bersaglio, un limite superiore alla velocità con la quale la macchia luminosa si sposta sullo schermo lasciando dietro di sé un'immagine memorizzata: viene chiamata *velocità di scrittura*, superando la quale le parti più ripide della forma d'onda non appaiono sullo schermo memorizzate. Nel caso di una sinusoide, non apparirà la sua parte mediana, mentre nel caso di onda impulsiva non verranno memorizzati i fronti di salita e di discesa. Naturalmente, la velocità di scrittura è legata alle caratteristiche di frequenza dei segnali in esame: per una forma d'onda sinusoidale [1] e per una a gradino, valgono rispettivamente le relazioni,

$$v_s = \pi f A$$

$$v_s = \frac{KA}{t_s}$$

dove f è espressa in MHz, A è l'ampiezza picco-picco in cm (div), t_s è il tempo di salita in μs, K un coefficiente dipendente dalla ripidità del fronte verticale del gradino (compreso tra 0,8 per la rampa lineare e 2,2 per la risposta di un circuito RC ad un solo polo). La velocità di scrittura v_s che ne consegue risulta allora espressa in cm/μs (div/μs). Un tipico valore di questa grandezza è 0,1 cm/μs e si comprende come il campo di frequenza risulti notevolmente limitato da questa prestazione, e quindi siano stati ricercati dei modi di funzionamento che permettessero un aumento della velocità di scrittura (*integrate* e *enhancement*).

Integrate

Questo modo di funzionamento si realizza spegnendo i cannoni ausiliari per dar tempo al fascio scrivente di procedere a più di una passata sul bersaglio (una non è sufficiente per l'elevata velocità) fino a portare le zone esplorate oltre il primo punto d'incrocio. A questo punto i cannoni ausiliari vengono riaccesi e tutto procede normalmente. È un metodo particolarmente utile per segnali ripetitivi con fronti ripidi o sovrapposti a disturbi aleatori che in tal modo non vengono memorizzati.

Enhancement

È un metodo che viene utilizzato per memorizzare transitori rapidi in un funzionamento *single-sweep*. Consiste nell'invio di un impulso positivo al collettore (o negativo al catodo dei cannoni ausiliari), generato da un multivibratore monostabile, e di ampiezza tale da portare il bersaglio ad un potenziale appena inferiore a quello del primo punto d'incrocio: in tal modo le zone esplorate verranno poi avviate al secondo punto stabile, mentre le altre torneranno al primo punto stabile inferiore. La durata dell'impulso è regolabile con un comando ENH. LEVEL per adeguarla alla durata del dente di sega. Si registrano incrementi di velocità di scrittura al massimo di un fattore 10.

Cancellazione

La cancellazione viene realizzata mediante un impulso fornito dal *generatore di cancellazione* e avviato al collettore su comando dell'operatore ovvero automaticamente con frequenza regolabile.
Come si è già detto (pag. 99), l'impulso perviene per via capacitiva a tutti gli elementi del bersaglio. Di questi, alcuni sono scritti, altri non lo sono, perciò, per evitare il rischio che la cancellazione non avvenga o avvenga solo parzialmente, l'impulso è costituito inizialmente da una parte positiva ($t_1 \div t_2$) che scrive tutto il bersaglio, seguita dalla parte negativa ($t_2 \div t_3$) che porta tutto il bersaglio al di sotto del primo punto d'incrocio (fig. 2.59.).
Naturalmente, un impulso eguale ma invertito di polarità può essere avviato ai catodi dei cannoni ausiliari oppure suddividendo l'impulso in due parti avviate, con polarità opportune, una al catodo ed una al collettore.
Nel caso di schermo suddiviso, gli impulsi di cancellazione (uno per ogni mezzo schermo) debbono invece essere avviati ai rispettivi collettori per consentire l'utilizzazione indipendente delle due metà dello schermo.

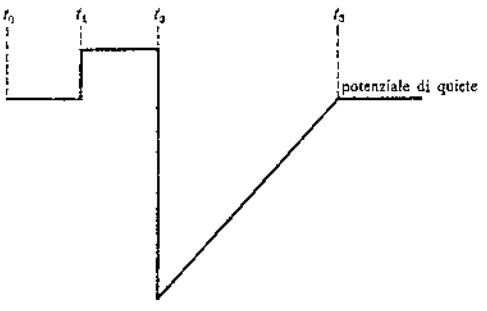


Figura 2.59. Impulso di cancellazione di un CRT a visione diretta bistabile.

[1] Si ricordi che una sinusoide di ampiezza picco a picco A è la proiezione di un punto che percorre a velocità angolare costante ω una circonferenza di diametro A.

2.3. CRT a trasmissione di corrente

In questi tubi viene scritta un'immagine non visibile su di una griglia dielettrica posta tra i cannoni e lo schermo ricoperto di fosfori. La griglia controlla il flusso ausiliario di elettroni: quelli che riescono a superarla, colpendo il fosforo, creano su di esso l'immagine visibile.
I CRT a trasmissione si dividono in due categorie:
- *bistabili*;
- *con mezzi toni* (*halftone*).

Bistabile

In fig. 2.60.*a* la parte superiore del bersaglio è scritta, quella inferiore non scritta. Il bersaglio di materiale dielettrico contiene tantissimi piccoli fori. Gli elettroni del fascio ausiliario che inondano uniformemente la superficie del bersaglio, avvicinandosi ad esso, si trovano:
- nella parte superiore, accelerati da un campo praticamente coincidente con quello del bersaglio, dovuto ad un potenziale dell'ordine delle centinaia di volt: lo attraversano quindi a gran velocità;
- nella parte inferiore, di fronte ad un campo ritardante, dovuto alla superficie non scritta del bersaglio.

La maggior parte degli elettroni, quindi, non ha sufficiente energia per attraversare i fori e viene riflessa indietro.
Se si pone dietro al bersaglio uno schermo ricoperto di fosfori, gli elettroni che attraversano i fori della zona scritta del bersaglio possono *trasmettergli* l'immagine scritta che ora risulterà visibile. Lo strato di fosfori viene depositato su di un elettrodo conduttore trasparente dal cui potenziale dipende la velocità con cui gli elettroni vi giungono. Quindi, fermo restando il potenziale del collettore, variando quello dell'elettrodo dello schermo, si può regolare la luminosità della traccia visiva. Valori tipici dei potenziali sono, per il collettore e le aree scritte $\simeq 200$ V, per l'elettrodo trasparente $\simeq 2000$ V.

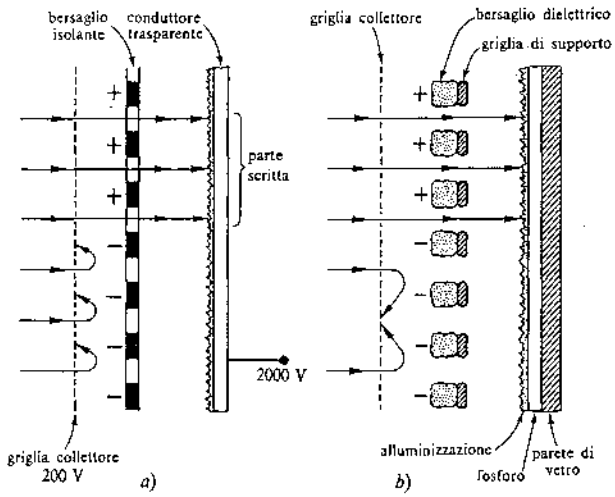


Figura 2.60. Successive strutture di principio di un CRT con memoria a trasmissione di corrente.

Da quanto esposto è già evidente la differenza rispetto al tubo bistabile a visione diretta, nel quale il bersaglio di memoria e il bersaglio ottico coincidevano, mentre nel tipo in esame, i due bersagli sono separati con il vantaggio di un maggior grado di flessibilità nell'uso. Per contro, lo svantaggio è di tipo costruttivo per la difficoltà di realizzare un bersaglio di memoria dielettrico tutto perforato e sostenuto ad una certa distanza dallo schermo.
Una notevole semplificazione si ottiene depositando un rivestimento isolante su di una reticella metallica (*griglia di supporto*) (fig. 2.60.*b*): il meccanismo bistabile della superficie del bersaglio non muta, per la presenza di un supporto metallico, proprio per le sue proprietà isolanti. In questa disposizione, al campo in prossimità delle aperture del bersaglio di memoria contribuiscono sia il potenziale del materiale dielettrico che quello della reticella metallica, che assieme creano il meccanismo di controllo della corrente analogo a quello delle griglie dei tubi termoionici. Normalmente la griglia di supporto viene tenuta a potenziale zero in modo tale che il campo nelle aperture, in corrispondenza di zone non scritte, darà luogo ad interdizione per la corrente dei cannoni ausiliari. In corrispondenza delle zone scritte, invece, il campo risulta positivo, gli elettroni passano facilmente nelle aperture e vengono successivamente accelerati così da produrre un'immagine brillante sullo schermo.
L'elettrodo trasparente inserito fra il fosforo e la parete di vetro del CRT viene spesso omesso e la alluminiatura svolge la funzione di quello, oltre alle sue normali funzioni (pag. 73).
Su questa struttura del CRT si sono poi introdotte diverse modifiche, delle quali una notevole è quella di avere portato la griglia del collettore a contatto con la superficie isolante del bersaglio di memoria (fig. 2.61.). La mascheratura che ne deriva al bersaglio di supporto e bersaglio

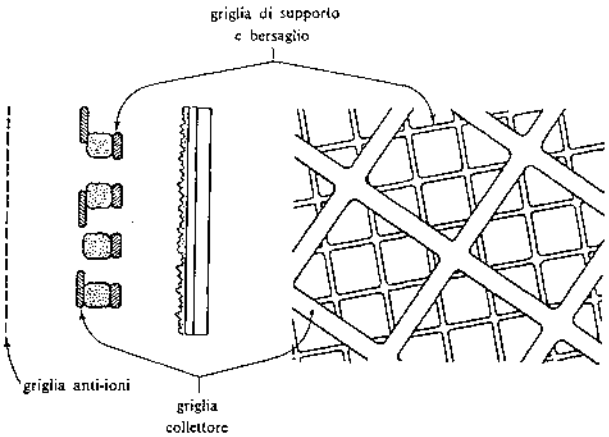


Figura 2.61. Struttura definita di CRT con memoria a trasmissione di corrente.

saglio, che potrebbe sembrare dannosa, in realtà limita di molto il fenomeno della migrazione di cariche tra zone scritte e non scritte e consente un utile aumento del campo di stabilità del potenziale di collettore senza incorrere in degradazioni dell'immagine. La griglia di collettore e la reticella del bersaglio debbono naturalmente avere passo diverso ed essere diversamente orientate.

Con mezzi-toni (*halftone*)

Questi tubi rappresentano uno sviluppo di quelli a trasmissione bistabile: mentre questi presentano solo due livelli di luminosità, il minimo al punto stabile inferiore e il massimo a quello superiore, quelli danno luogo ad immagini la cui luminosità passa gradualmente attraverso tante tonalità, dallo scuro fino ad un valore massimo (scala dei grigi o mezzitoni).
Costruttivamente differiscono per uno strato molto più sottile dell'isolante posto sulla griglia di bersaglio. Questo fatto, unito alla maggiore polarizzazione della griglia di supporto (≃ 5 V), contribuisce all'intensificarsi del campo in corrispondenza delle aperture della griglia, determinando di conseguenza uno spostamento verso sinistra del punto di interdizione (*J* della fig. 2.62.) della trasmissione di corrente.
Con queste modifiche si ha una distribuzione della luminosità in funzione del potenziale della superficie del bersaglio come quella indicata in *b*). Da essa si vede che, quando il bersaglio è al punto stabile inferiore, un numero elevato di elettroni di inondazione raggiunge il fosforo e quindi l'immagine che generano ha una luminosità molto intensa, non molto diversa da quella corrispondente al punto stabile superiore. Il campo di funzionamento risulta quindi quello compreso tra l'interdizione ed il punto stabile inferiore. La presenza di ioni positivi dovuti alla ionizzazione delle molecole di gas da parte degli elettroni di inondazione contribuisce a spostare il potenziale della superficie del bersaglio verso il punto *G* con una velocità abbastanza limitata.
Contrariamente a quanto avviene nei tubi bistabili, le zone adiacenti della superficie del bersaglio, scritte e non scritte, hanno potenziali che differiscono di pochi volt. Non esiste più quindi il problema della migrazione delle cariche e non è neppure più necessario che la griglia di collettore sia posta a contatto con la superficie del bersaglio: viene allontanata verso l'interno e svolge anche il ruolo di ion-repeller.
La presenza del bersaglio sul percorso del fascio scrivente non impedisce che l'oscilloscopio venga utilizzato per un funzionamento normale: il bersaglio è a elevata trasmissione e, per questo modo di operare, viene mantenuto ad un potenziale largamente al di sotto dell'interdizione, in modo tale che il fascio scrivente lo possa attraversare senza provocare alcun effetto apprezzabile (cioè il bersaglio non possa in alcun modo venire scritto) (1).
Passando al funzionamento con memoria il potenziale del bersaglio viene portato ad un valore leggermente positivo (qualche volt). La superficie del bersaglio viene allora avviata verso il punto *G*, quindi, prima di procedere a qualsiasi uso dell'oscilloscopio con memoria, è necessario procedere alla cancellazione dello schermo.

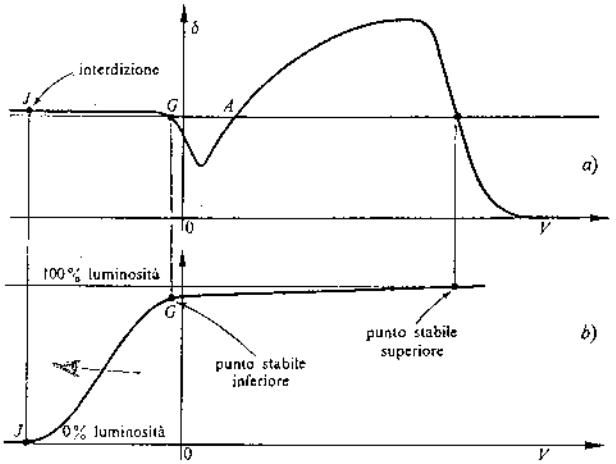


Figura 2.62. CRT con memoria di tipo half-tone: *a*) andamento dell'emissione secondaria; *b*) curva di luminosità.

Cancellazione

Supponendo che il potenziale del punto *G* sia —3 V, quello del punto *J* sia —10 V e quello del primo punto di incrocio *A* sia di 40 V, se si applica alla griglia del bersaglio un impulso di +10 V, la superficie del bersaglio, mediante l'accoppiamento capacitivo, viene portata nella zona instabile al di sotto del primo punto d'incrocio e quindi, per l'azione dei cannoni di inondazione, caricata negativamente verso il punto stabile inferiore *G*. A questo punto cessa l'impulso di cancellazione con una transizione negativa di 10 V che, sempre per accoppiamento capacitivo, porta la superficie del bersaglio in *J*, cioè all'interdizione.
Quindi per la *cancellazione halftone* basterebbe un impulso positivo di ampiezza sufficiente perché si raccolgano elettroni, ma non così grande da far superare al bersaglio il primo punto d'incrocio e di durata sufficiente da permettere la raccolta di una quantità di cariche tale che alla sua fine il bersaglio si sposti fino al punto *J*.
Poiché però nei tubi a trasmissione halftone esistono sempre dei fenomeni parassiti che possono compromettere una presentazione « pulita » (quali le *immagini residue*, dovute a cariche annidatesi all'interno

(1) Naturalmente gli oscilloscopi con memoria di tutti i tipi possono essere utilizzati anche in un funzionamento normale.

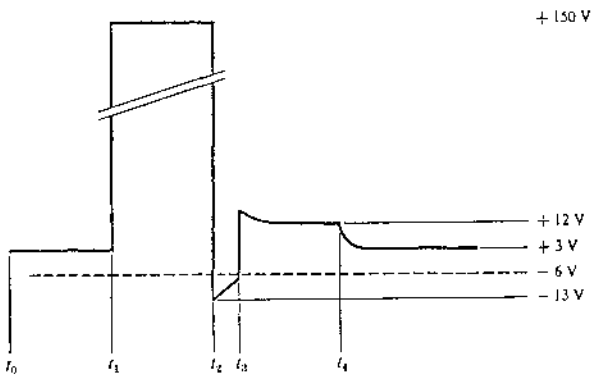


Figura 2.63. Impulso di cancellazione per un CRT con memoria di tipo halftone.

dello strato isolante, il passaggio di alcuni elementi del bersaglio al punto stabile superiore, l'accumularsi di ioni positivi nelle aperture del bersaglio), il semplice impulso positivo di cui si è parlato in precedenza risulta inadeguato ad una buona cancellazione ed è necessario ricorrere ad una forma d'onda più complessa, che può essere considerata (fig. 2.63.) quella che si usa per la cancellazione nel funzionamento bistabile (da t_0 a t_3) seguita dall'impulso positivo (da t_3 a t_4) necessario nel funzionamento halftone.
Tutta la sequenza della cancellazione può essere riassunta nei punti seguenti:

t_0: la griglia di supporto è ad un potenziale di quiete, qualche volt più positivo del punto G ($\simeq +3$ V);

t_1: il potenziale passa ad un valore fortemente positivo oltre il 1° punto d'incrocio ($\simeq +150$ V), in breve tutti gli elementi della superficie si caricano al punto stabile superiore, ciò che consente di eliminare le cariche profonde (immagini residue) e di cancellare quegli elementi che casualmente fossero già al punto stabile superiore;

t_2: inizia l'impulso negativo che dura fino a t_3 e serve a portare la superficie del bersaglio sotto il 1° punto d'incrocio. In questa fase vengono eliminati gli ioni che occupano le aperture;

t_3: ora la superficie è in un punto instabile e raccoglie elettroni, caricandosi negativamente fino a raggiungere G, in modo che:

t_4: la transizione negativa porta la griglia di supporto al potenziale di quiete e, a causa dell'accoppiamento capacitivo, la superficie del bersaglio oltre J, all'interdizione.

Tutto il ciclo di cancellazione richiede circa mezzo secondo.

Scrittura e memorizzazione

Con il bersaglio all'interdizione (punto J), lo schermo è completamente scuro. L'arrivo di elettroni ad alta energia del fascio scrivente rende più positive le zone esplorate attraverso le quali possono ora transitare gli elettroni di inondazione, raggiungendo quindi lo schermo. Il numero di questi elettroni dipende da quanto gli elementi esplorati del bersaglio si siano avvicinati al punto G e cioè dalla densità e dal tempo di scrittura del fascio scrivente. Gli elementi esplorati, ovunque posti tra J e G, si trovano in un tratto di caratteristica instabile e quindi, nel giro di pochi minuti, tendono a portarsi in G: naturalmente arriverà in G prima un elemento che è all'80% di luminosità rispetto a quello che è stato scritto al 10%, ma alla fine tutto il bersaglio risulterà scritto e non porterà quindi più alcuna informazione, determinando il limite di memorizzazione dopo un tempo normalmente compreso tra 1 e 3 minuti a seconda delle realizzazioni. Per riutilizzare l'oscilloscopio occorrerà procedere ad una nuova cancellazione.

Store

Si è visto che, con il tipo di funzionamento naturale di memoria appena illustrato, il tempo massimo di memorizzazione è piuttosto breve: per incrementarlo si ricorre al funzionamento STORE.
Ricordando che l'immagine tende a degradarsi verso la massima luminosità per colpa degli ioni positivi generati dall'urto degli elettroni di inondazione contro gli atomi del gas contenuto nel tubo, se si riduce il tempo di accensione dei cannoni di inondazione, diminuisce il numero degli ioni positivi generati e quindi si incrementa il tempo di memorizzazione *anche se a spese della luminosità.*
Nel funzionamento STORE viene applicato un treno di impulsi ai cannoni di inondazione che li accende e li spegne alternativamente e il cui ciclo di lavoro determina la corrente media del fascio di inondazione e quindi il tempo massimo di memorizzazione (dell'ordine di $1 \div 2$ ore), e la luminosità che sono tra di loro inversamente proporzionali.
Naturalmente, per una buona presentazione dell'immagine, la frequenza di ripetizione degli impulsi deve essere scelta tenendo conto delle caratteristiche di persistenza dei fosfori usati (ordine di grandezza $1 \div 2$ kHz).

Persistenza variabile

Un elevato numero di oscilloscopi con memoria, attualmente prodotti, utilizza questo modo di funzionamento col quale, potendosi regolare il tempo che l'immagine rimane sullo schermo (*persistenza*), si consente all'operatore di adattarlo alle sue particolari esigenze operative.
È ottenuto inviando alla griglia di supporto un treno di impulsi di ampiezza circa uguale a 10 V, di frequenza uguale a quella degli impulsi utilizzati in STORE, ma con ciclo di lavoro regolabile (fig. 2.64.).
Prendendo in considerazione un elemento scritto del bersaglio, esso si troverà inizialmente ad un poten-

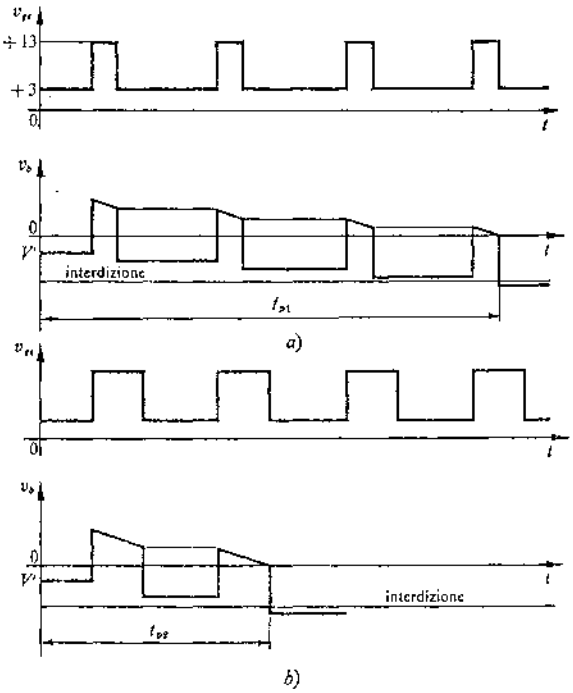


Figura 2.64. Impulsi di controllo della persistenza: *a*) grande persistenza; *b*) piccola persistenza. v_{gs} = potenziale della griglia di supporto; v_b = potenziale del bersaglio.

ziale V' compreso tra quelli di J e G. All'arrivo del primo impulso, l'elemento in esame si porta ad un potenziale positivo, in corrispondenza del quale $\delta < 1$, e quindi si carica negativamente catturando elettroni di inondazione diminuendo il suo potenziale di ΔV. Scomparso l'impulso, si porterà allora non più a V' ma a $V' - \Delta V$. Lo stesso fenomeno si ripete all'arrivo di ogni impulso contribuendo a diminuire il potenziale dell'elemento di bersaglio, contrastando l'azione opposta degli ioni positivi, fino a portarlo oltre l'interdizione (1).

A questo punto l'immagine è scomparsa sullo schermo, completamente scuro.

Il tempo t_p impiegato a compiere questa cancellazione è la *persistenza* che viene regolata, in un intervallo che va dalle frazioni di secondo al massimo tempo di memorizzazione (pochi minuti), variando con continuità il ciclo di lavoro degli impulsi.

Se ad es. la persistenza viene scelta in modo che coincida col tempo di esplorazione dello schermo, l'immagine su di esso apparirà ben ferma anche se generata in parte dall'esplorazione in corso ed in parte dall'esplorazione precedente. Ciò rappresenta senz'altro un vantaggio rispetto a quello che si può ottenere da un oscilloscopio con memoria di altro tipo perché consente di seguire l'evoluzione del fenomeno in esame in tempo reale, senza essere sottoposto a disturbi della visione quali il flicker degli oscilloscopi normali o il periodico impulso luminoso di cancellazione (AUTOERASE) di quelli a memoria a visione diretta.

È particolarmente utile nell'osservazione in tempo reale di fenomeni lenti ma continuamente variabili (in campo bio-medico, nello studio di vibrazioni e sollecitazioni di strutture, ecc.) e nell'uso dei metodi panoramici, nei quali è richiesto un tempo di esplorazione lungo per non perdere in risoluzione.

Scegliendo una persistenza più lunga del tempo di esplorazione, si vengono a sovrapporre sullo schermo più immagini: nel caso di segnali ripetitivi con disturbi aleatori sovrapposti, il meccanismo è solo apparentemente simile a quello dell'INTEGRATE dell'oscilloscopio a visione diretta; infatti il disturbo qui non scompare, ma si mantiene ed appare sullo schermo per un tempo pari a quello della persistenza imposta, mentre il segnale utile viene scritto ad ogni passata sullo schermo.

Velocità di scrittura

Per forme d'onda non ripetitive con fronti ripidi il cannone scrivente può non riuscire a scrivere l'immagine sul bersaglio (perché si eccede la velocità di scrittura).

L'inconveniente può essere superato e quindi si può realizzare una velocità di scrittura più elevata di 10÷20 volte non riportando con la cancellazione il bersaglio a −13 V ma a soli −6 V (fig. 2.63.). In tal modo si prepara il bersaglio con una *prescrittura* generale e di conseguenza il fascio scrivente deve compiere un lavoro più breve per scrivere.

Gli aspetti negativi di questo metodo sono un tempo di memorizzazione e un (rapporto di) contrasto minori (esiste cioè una forte illuminazione di fondo).

2.4. CRT a trasferimento di immagine

I più recenti sviluppi tecnologici, tesi ad ottenere velocità di scrittura sempre più elevate, adeguate alla continua crescita del limite superiore di frequenza dei moderni oscilloscopi, si sono indirizzati verso un nuovo metodo di memorizzazione detto a *trasferimento* (TRANSFER STORAGE), che combina i vantaggi del sistema a trasmissione bistabile con quelli del sistema a trasmissione halftone.

Ciò ha condotto alla realizzazione di un tubo (fig. 2.65.) con una griglia in più oltre alle due già presenti in quello a trasmissione di corrente: la griglia più vicina ai cannoni serve da collettore, la seconda è il bersaglio di alta velocità simile a quello dell'halftone, la terza è un bersaglio bistabile uguale al precedente ma fatto funzionare con valori diversi di potenziale.

(1) Analogamente accade per tutti gli altri elementi scritti del bersaglio che giungeranno all'interdizione in tempi leggermente diversi, dipendenti dal loro potenziale iniziale, a sua volta legato alla velocità con la quale il fascio scrivente percorre diverse parti della funzione (es. transitori e sommità di un'onda quadra).

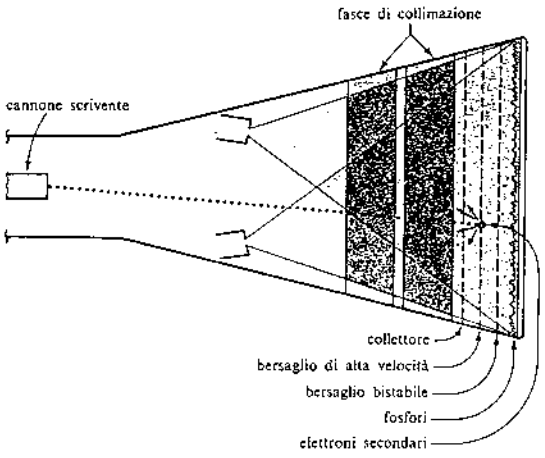


Figura 2.65. Struttura di un CRT a trasferimento di immagine.

Nel funzionamento, il cannone scrivente memorizza la traccia sul bersaglio di alta velocità come nel tubo halftone, che è molto sensibile e quindi anche piccole densità di corrente di un pennello scrivente molto veloce risultano efficaci. Questa immagine di cariche ha però una vita tanto più breve quanto più è elevata la velocità di scrittura: infatti, per aumentarla, si porta tutto il bersaglio in una posizione di prescrittura (vedi pag. 106) molto accentuata che riduce di gran lunga il tempo di visione prima che tutto lo schermo risulti tutto illuminato. Ma prima che ciò avvenga l'immagine di carica viene *trasferita* al bersaglio bistabile applicando a questo un impulso positivo di grande ampiezza. In un tubo bistabile normale, un fatto del genere porterebbe tutto il bersaglio al punto stabile superiore; nel caso in esame, invece, ciò non avviene perché il bersaglio ad alta velocità si comporta come una *maschera* nei confronti degli elettroni di inondazione e quindi solo la traccia memorizzata su di esso viene scritta sul bersaglio bistabile.
Successivamente il potenziale del bersaglio bistabile diminuisce al suo valore di quiete, mentre quello del bersaglio ad alta velocità viene portato ad un valore elevato in modo tale che non pregiudichi in alcun modo il passaggio degli elettroni di inondazione: il controllo di tale flusso rimane allora affidato al bersaglio bistabile. Poiché è molto maggiore il numero degli elettroni che riescono a passare nelle zone scritte rispetto a quelle non scritte, sullo schermo l'immagine memorizzata appare molto nitidamente ed inoltre, essendo la memorizzazione affidata al bersaglio bistabile, il tempo di visione è lungo quanto si vuole. Contribuisce alla nitidezza ed alla luminosità dell'immagine un forte potenziale postacceleratore di diversi kV, applicato all'alluminizzazione.
Con questo procedimento si sono raggiunte delle velocità di scrittura dell'ordine di 400 cm/μs. Recentissimi sviluppi, basati sull'aumento del potenziale del cannone scrivente e su di una più accurata progettazione di tutto il CRT, hanno consentito, seppure a spese di una limitata escursione dell'immagine sullo schermo (2÷4 cm max), di ottenere velocità di scrittura eccezionali, dell'ordine dei 2500 cm/μs.
Per cancellare un'immagine memorizzata occorre utilizzare una forma d'onda simile a quella halftone per il bersaglio ad alta velocità ed una simile a quella del funzionamento bistabile per il bersaglio bistabile. Con il comando di cancellazione (ERASE), queste due forme d'onda vengono contemporaneamente applicate alle rispettive griglie. È spesso però previsto il funzionamento MULTISTORAGE, nel quale con il comando di cancellazione viene inviato soltanto l'impulso al bersaglio ad alta velocità, dando in tal modo la possibilità di memorizzare una nuova traccia da trasferire successivamente al bersaglio bistabile. Ripetendo l'operazione si possono quindi avere memorizzate sullo schermo un numero elevato di tracce.
Naturalmente un CRT a memoria di tipo a trasferimento può essere fatto funzionare come un tubo a trasmissione di corrente sia nel modo bistabile che halftone.

2.5. Conclusioni

Ognuno dei tipi di memorizzazione illustrati ha una sua validità. Il dispositivo bistabile a visione diretta è economico, consente lunghi tempi di osservazione e lo schermo suddiviso, però possiede una velocità di scrittura piuttosto bassa. Il tipo halftone consente tracce molto luminose, elevati rapporti di contrasto e buone doti di velocità di scrittura. Infine nel dispositivo a trasferimento, poiché sono presenti sia la memorizzazione bistabile che quella halftone, si sfruttano gli aspetti positivi di entrambe, permettendo di raggiungere una velocità di scrittura così elevata da renderlo indispensabile negli oscilloscopi di maggior pregio e per le frequenze più elevate.

2.6. Recenti sviluppi: memoria digitale

La maggiore complessità costruttiva ed il conseguente maggior costo del CRT con memoria hanno indotto i costruttori a ricercare soluzioni alternative: da qualche anno sono apparsi sul mercato oscilloscopi nei quali la memorizzazione non avviene nel CRT, ma in un sistema di *memoria digitale* controllata da un microprocessore.
Con questo metodo possono essere memorizzati uno o più segnali e conservati per un tempo indefinito, in modo tale che risultano disponibili in ogni mo-

mento per essere confrontati con segnali che sopraggiungano successivamente.
L'oscilloscopio con memoria digitale diviene il dispositivo d'uscita ideale per Analizzatori di Reti e di Spettro, consentendo di memorizzare risposte rilevate a bassissima velocità di esplorazione per poi essere poste sullo schermo alla velocità migliore per una corretta visione (eliminazione del *flicker*).
È possibile inoltre intervenire con operazioni sui dati memorizzati in modo da sottrarre eventuali errori del sistema di misura o da introdurre opportuni fattori di scala (*normalizzazione*).
Si tratta di una soluzione più economica e assai più semplice, che può essere utilizzata anche da operatori non troppo avveduti e che presenta l'unico inconveniente di avere un campo di frequenza limitato (non oltre i 500 kHz).
Una trattazione particolareggiata della memoria digitale è riportata a proposito dell'Analizzatore di Spettro per B.F. al § 3.4. del cap. III.

3. Oscilloscopio campionatore (Sampling Oscilloscope)

3.1. Generalità

La necessità di osservare e misurare comodamente forme d'onda con tempi di salita molto brevi, come si incontrano in alcune tecniche speciali (calcolatori ed altri sistemi di comunicazioni ad alta velocità, telemetria ad impulsi codificati, radar, ecc.), ha spinto alla ricerca di nuovi mezzi d'indagine.
Infatti, come già è stato detto, un oscilloscopio convenzionale a larga banda non consente di visualizzare e di eseguire misure su segnali con tempi di salita inferiori ai 350 ps (corrispondenti a 1 GHz), anche se si ricorre a tecniche costruttive molto sofisticate, ed in tal caso poi, le misure sono rese difficoltose dalle esigenze di sensibilità che emergono a queste frequenze e che si riflettono sulle piccole dimensioni dello schermo in senso verticale e sulla scarsa luminosità della traccia.
Con gli oscilloscopi campionatori il problema è stato risolto perché in essi non si fa ricorso ad amplificatori in alta frequenza che sono costosi e difficili da costruire e che comunque non possono andare oltre i 500 MHz, ma per quanto riguarda il funzionamento in alta frequenza si affidano esclusivamente a circuiti di commutazione ad alta velocità molto più semplici e che possono dare prestazioni soddisfacenti fino a tempi di salita dell'ordine di 20 ps (18 GHz). È inoltre l'unico modo per poter avere un funzionamento XY con segnali di frequenza molto elevata.
L'unica limitazione, nell'uso di un oscilloscopio campionatore, è che il *segnale da visualizzare deve essere periodico*, o se non tale, *almeno ripetitivo* con impulsi di forma identica e spaziati in modo irregolare (ma entro certi limiti).
Questi strumenti possiedono elevata sensibilità, non hanno problemi di luminosità e danno ottimi risultati anche a frequenze non elevate alle quali quindi, anche per ragioni di costo, sono spesso da preferire a quelli tradizionali: si può ritenere infatti che un oscilloscopio campionatore sia meno costoso di uno tradizionale con banda superiore ai 100 MHz. L'impiego di questi ultimi risulta comunque indispensabile per l'osservazione di transitori, naturalmente se dotati di memoria o accessori fotografici.
Proprio da motivazioni anche economiche è derivato l'indirizzo prevalente da parte dei costruttori di inserire nelle loro *serie* cassetti campionatori (*sampling plug-in*): in tal modo con un mainframe, un cassetto verticale ed una base dei tempi da 100 MHz più i cassetti di campionamento, si può coprire un campo estesissimo di frequenza anche se, oltre i 100 MHz, solo per segnali ripetitivi.
Benché la grande rapidità di risposta sia l'aspetto principale del campionatore, ve ne sono altri pure importanti:
– la rappresentazione sullo schermo risulta particolarmente pulita, venendo a mancare diverse *cause perturbatrici*;
– la possibilità di prelevare i segnali alle uscite X e Y per inviarle ad un registratore a carta per ottenere una rappresentazione permanente;
– il processo di campionamento porta direttamente a misure numeriche (*digital measurements*) di intervalli di tempo anche molto brevi e di tensioni di segnali anche rapidamente variabili.
Il principio di funzionamento è assai simile a quello dello *stroboscopio*, nel quale lampi di luce molto brevi, se di frequenza opportuna, consentono di vedere fermo o in lento movimento un oggetto che si muove ad elevata velocità. Gli oscilloscopi campionatori rappresentano segnali rapidamente variabili come se queste variazioni fossero lente e invece di lampi di luce, generano impulsi elettrici di brevissima durata con i quali prelevano campioni del segnale ripetitivo in esame appartenenti a periodi successivi.
La durata degli impulsi di campionamento è uno degli elementi che limita la possibilità di banda degli oscilloscopi campionatori: è infatti necessario, per

avere una elevata risoluzione, che essa sia molto più piccola del periodo della forma d'onda che si vuole visualizzare.
Sviluppi recenti nella tecnica dei dispositivi a semiconduttore hanno portato alla possibilità di generare, anche se non di amplificare, impulsi estremamente brevi.
Un altro problema importante ai fini del campionamento è quello di temporizzarli correttamente. Ciò può essere ottenuto con tecniche diverse:

– *campionamento coerente* o *sequenziale*, che consiste nell'inviare gli impulsi di campionamento in corrispondenza di punti ordinatamente successivi ed equidistanti della forma d'onda da visualizzare, appartenenti però a periodi diversi;

– *campionamento incoerente* o *casuale*, che consiste nell'inviare impulsi di campionamento in corrispondenza di punti posti in modo disordinato e casuale sulla forma d'onda da visualizzare ed appartenenti a periodi diversi;

– *campionamento in tempo reale*, utilizzato in B.F., che consiste nel prelevare campioni all'interno di uno stesso periodo del segnale da rappresentare sullo schermo.

Naturalmente queste diversificazioni si riferiscono soltanto al canale orizzontale: quello verticale resta invariato per tutte.

3.2. Principi di funzionamento

Campionamento coerente (o sequenziale)

Si consideri la fig. 2.66. Le forme d'onda in essa riportate hanno il solo scopo di dare una rappresentazione intuitiva del principio di funzionamento, in quanto si ritiene prematuro, a questo punto dello studio, indicarne tutte le particolarità. Le informazioni e le precisazioni mancanti verranno puntualizzate successivamente in corrispondenza della trattazione più approfondita (§ 3.4.). In *a*) è riportata la forma d'onda ripetitiva a frequenza molto elevata che si vuole rappresentare. Da essa vengono prelevati, in istanti di tempo successivi, dei campioni appartenenti ciascuno a periodi diversi e spostati rispetto all'inizio del periodo di una quantità Δt costante. Per motivi di semplicità e di ingombro si è preso un campione in ogni periodo, ma nella realtà le cose non vanno proprio così: viene invece *prelevato un campione ogni* $(10^2 \div 10^4)$ *periodi, saltandone quindi un numero molto elevato*: in questo modo di procedere risiede appunto la possibilità di ridurre notevolmente la frequenza della forma d'onda in esame. Nell'esempio della figura, la frequenza del segnale viene ridotta di 12 volte, in quanto sono necessari 12 campioni per ottenere un periodo completo; se si campionasse ogni 100 periodi, invece che

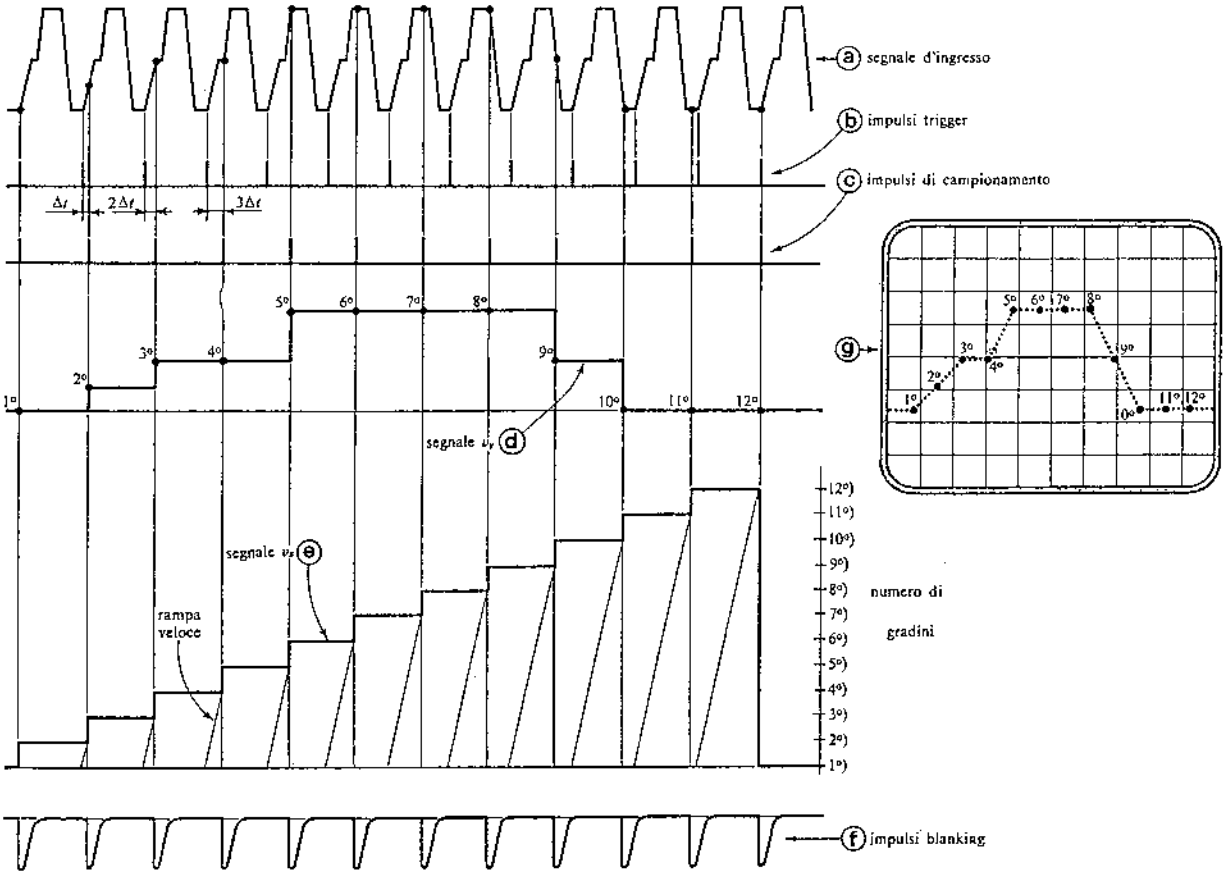


Figura 2.66. Forme d'onda di principio per il funzionamento sequenziale dell'oscilloscopio campionatore.

ad ogni periodo, il fattore di riduzione della frequenza passerebbe a 1200.
Il livello corrispondente ad ogni campione viene mantenuto nel canale verticale in un circuito di memoria finché non viene corretto dal campionamento successivo: si perviene così all'andamento della v_y riportato in fig. 2.66.*d*, nella quale i punti ingrossati rappresentano le correzioni di livello dovute ai successivi campionamenti.
Per ciò che riguarda lo spostamento del fascio in direzione orizzontale, esso non è più comandato, come avviene negli oscilloscopi convenzionali, da una rampa di tipo lineare, ma da un segnale costituito da una successione di gradini di uguale ampiezza (fig. 2.66.*e*).
Ogni successiva transizione della gradinata avviene in corrispondenza di ogni nuovo campionamento, dato che quest'ultimo viene proprio comandato dalla coincidenza del livello della gradinata con una rampa veloce fatta partire dagli impulsi trigger (fig. 2.66.*b*).
Per evitare disturbi nella rappresentazione in corrispondenza di ogni transizione della gradinata, il fascio elettronico viene spento da appositi impulsi blanking (fig. 2.66.*f*).
Gli andamenti di v_y e v_x, rispettivamente inviati alle placche di deflessione verticali e orizzontali, consentono la ricostruzione della forma d'onda, mediante un insieme di punti (fig. 2.66.*g*). Il numero di questi, necessariamente limitato per motivi di disegno, nella realtà è assai più elevato (da 100 a 2000), e può essere regolato dall'operatore al fine di ottenere una risoluzione più adeguata alle necessità contingenti.
Con questo modo di campionare *è problematica la visualizzazione del fronte d'attacco* di certi segnali di alta frequenza.
Questo inconveniente può essere superato con:
– l'inserimento di una linea di ritardo nel canale verticale subito dopo il prelievo del segnale trigger. La linea però perturba le caratteristiche del segnale;
– l'uso, in EXT, di un segnale trigger isofrequenziale con quello v_y, ma sfasato opportunamente rispetto a quello (*pretrigger*);
– l'utilizzazione del campionamento casuale, talvolta possibile nello stesso cassetto.

Campionamento incoerente (o casuale)

Con il *campionamento casuale* (*random sampling*), si ottiene una rappresentazione analoga a quella del campionamento sequenziale, ma con il vantaggio di eliminare i problemi connessi con la visualizzazione del fronte di attacco di segnali molto veloci. Non vi è quindi la necessità di pretrigger, in quanto questa funzione lo strumento la esplica automaticamente al proprio interno eliminando gli inconvenienti di instabilità dell'immagine (jitter) e nemmeno di inserire la linea di ritardo con il conseguen te vantaggio di non essere legati ad avere una impedenza di ingresso di 50 Ω e quindi non caricare, per quanto possibile, la sorgente del segnale. Il limite di questo modo di funzionamento è che non è adatto alle B.F.
I campioni del segnale verticale prelevati da periodi diversi non vengono più presi ordinatamente come avviene nel metodo sequenziale, ma *in modo casuale*, distribuiti e fatti apparire sullo schermo così che non è possibile prevedere se il campione successivo vada a cadere a destra o a sinistra di quello precedente: naturalmente, in tal caso, non si può effettuare una deflessione orizzontale comandata da una rampa lineare o da una gradinata, perché l'immagine che si otterrebbe sullo schermo non avrebbe alcun senso.
È allora necessario provvedere ad un duplice campionamento comandato da una sequenza di impulsi per il segnale verticale e dalla stessa sequenza, ma ritardata di un tempo τ, per quello che riguarda una rampa lineare sul canale orizzontale: i campioni, man mano che sono ottenuti, vengono avviati alle memorie X e Y e di qui alle rispettive deflessioni.
Nella fig. 2.67. è rappresentato uno schema a blocchi molto semplificato ed il principio di funzionamento di questo modo di campionare. *Si sottolinea che, contrariamente a quanto appare nella figura, gli impulsi di campionamento agiscono in periodi diversi.*
L'impulso di campionamento (sganciato in modo casuale) perviene direttamente al canale verticale, dove preleva sul segnale un campione che viene memorizzato. Analogamente sul canale orizzontale l'impulso (ritardato di τ) provvede a campionare la rampa, il cui livello viene poi memorizzato.
Questi due livelli di continua, addotti al CRT, costituiscono le coordinate cartesiane di un punto della tensione da visualizzare che viene così ricostruita con tanti campionamenti. In figura sono rappresentate alcune costruzioni che permettono di risalire alla localizzazione dei punti della funzione in corrispondenza del 1°, 4°, 7° campionamento.

Campionamento in tempo reale

Con il *campionamento in tempo reale* (*real-time sampling*) si estendono le possibilità di funzionamento dell'oscilloscopio campionatore funzionante sia in modo sequenziale che casuale, consentendogli di rappresentare correttamente anche segnali lentamente variabili così come fa con quelli veloci. La dizione « *tempo reale* » sta a sottolineare il fatto che il campionamento è riportato sullo schermo contemporaneamente all'evolversi del segnale e quindi vi è coincidenza, come negli oscilloscopi convenzionali, tra la indicazione data dal time/div ed il tempo occorrente alla esplorazione.
Invece i metodi di campionamento sequenziale e casuale vengono chiamati di *campionamento in tempo equivalente*, proprio perché non vi è corrispondenza tra il tempo occorrente alla individuazione per cam-

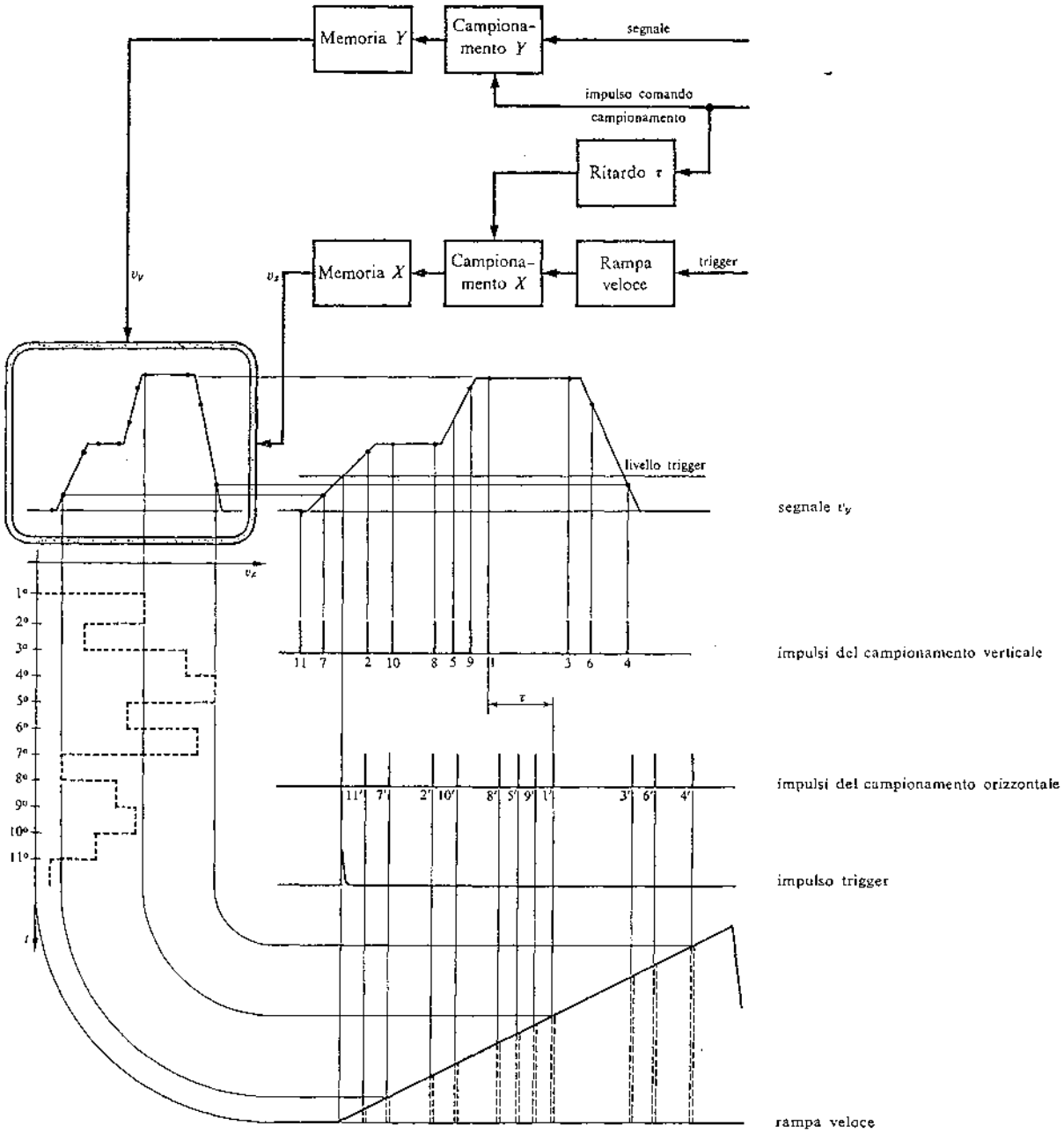


Figura 2.67. Rappresentazione intuitiva del campionamento casuale. Si tenga presente che i campioni corrispondenti agli impulsi 1-1′ vengono prelevati da un periodo, quelli corrispondenti agli impulsi 2-2′ da un periodo molto distante dal precedente e così via..., mentre la v_x è rappresentata invece in tempo reale.

pioni di tutta la funzione e il valore desunto dal time/div, che si riferisce alla ricomposizione sullo schermo.

Ve ne sono di tre tipi.

Il primo consiste nel campionare il segnale con la cadenza di un oscillatore autonomo a frequenza fissa e di riportare sullo schermo i campioni così ottenuti, pilotando la deflessione orizzontale con una rampa lineare, come negli oscilloscopi convenzionali (fig. 2.68.*b*).

Nel secondo il campionamento è effettuato su comando di un clock che provvede anche a fare incrementare di un gradino la tensione per la deflessione orizzontale, che ora non è più una rampa lineare, ma una gradinata (fig. 2.68.*c*).

In un terzo tipo, il campionamento avviene su comando di un oscillatore autonomo a frequenza fissa (50 kHz) sia per il canale verticale che per una rampa lineare triggerata dal segnale v_y. I campioni ottenuti vanno a memorie separate e quindi alle rispettive deflessioni. Ciascuna rappresentazione è perciò composta di punti, ognuno dei quali dovuto ad una coppia di campioni del segnale verticale e della rampa lineare, rispettivamente (fig. 2.68.*d*).

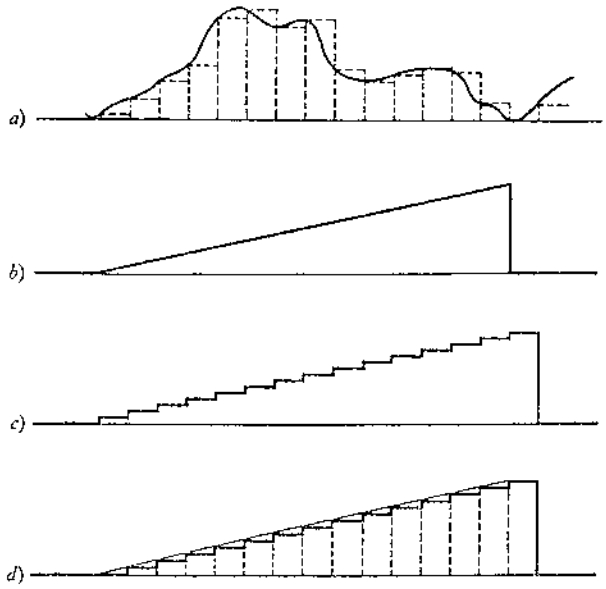


Figura 2.68. Rappresentazione dei metodi di campionamento in tempo reale. La deflessione orizzontale può essere: *b*) a rampa lineare; *c*) a gradinata; *d*) a campionamento della rampa lineare. In *a*) è rappresentato il segnale v_y.

3.3. Canale verticale (1)

Lo schema a blocchi di principio del canale verticale dell'oscilloscopio campionatore è riportato nella fig. 2.69.

Il segnale all'ingresso viene prelevato per comandare i circuiti di trigger della base dei tempi ed anche addotto ad una linea di ritardo terminata in un circuito di compensazione che, per quanto possibile, serve a ripristinare la forma d'onda originaria, deteriorata dalla presenza della linea. Quest'ultima ha la funzione di ritardare l'arrivo del segnale al *gate di campionamento* (*sampling gate*), per compensare i ritardi introdotti sul canale orizzontale.

In ogni caso, con tempi di salita molto brevi (minori di 350 ps), la linea di ritardo introduce modificazioni inaccettabili sul segnale d'ingresso, e quindi non viene inserita; per visualizzare il fronte d'attacco di un impulso che potrebbe non apparire, si ricorre ai metodi indicati a pag. 110 oppure al comando slope -|-/—, presente nel canale orizzontale.

Il segnale incontra poi la porta di campionamento che gli interrompe il cammino tranne che per brevissimi intervalli di tempo corrispondenti all'arrivo degli impulsi di campionamento. La frequenza di questi impulsi è normalmente non superiore ai 100 kHz. In tal caso, se il tempo di campionamento è 200 ps, ne risulta un segnale di campionamento con un ciclo di lavoro di 1/50000.

Gate di campionamento

Il gate di campionamento e il circuito in cui è inserito sono schematizzati nella fig. 2.70.*a*, dove C_i è la capacità parassita dello stadio successivo (preamplificatore). L'interruttore è costituito (fig. 2.70.*b*) da 4 diodi (2) ad alta velocità, selezionati, che polarizzati inversamente, interrompono la via al segnale. Il segnale di campionamento, costituito da due impulsi uguali e opposti, supera la polarizzazione inversa, portando i diodi in conduzione e aprendo il

(1) Comune a tutti i metodi di campionamento (sequenziale, random e real-time).

(2) Si tratta di *diodi Schottky*.

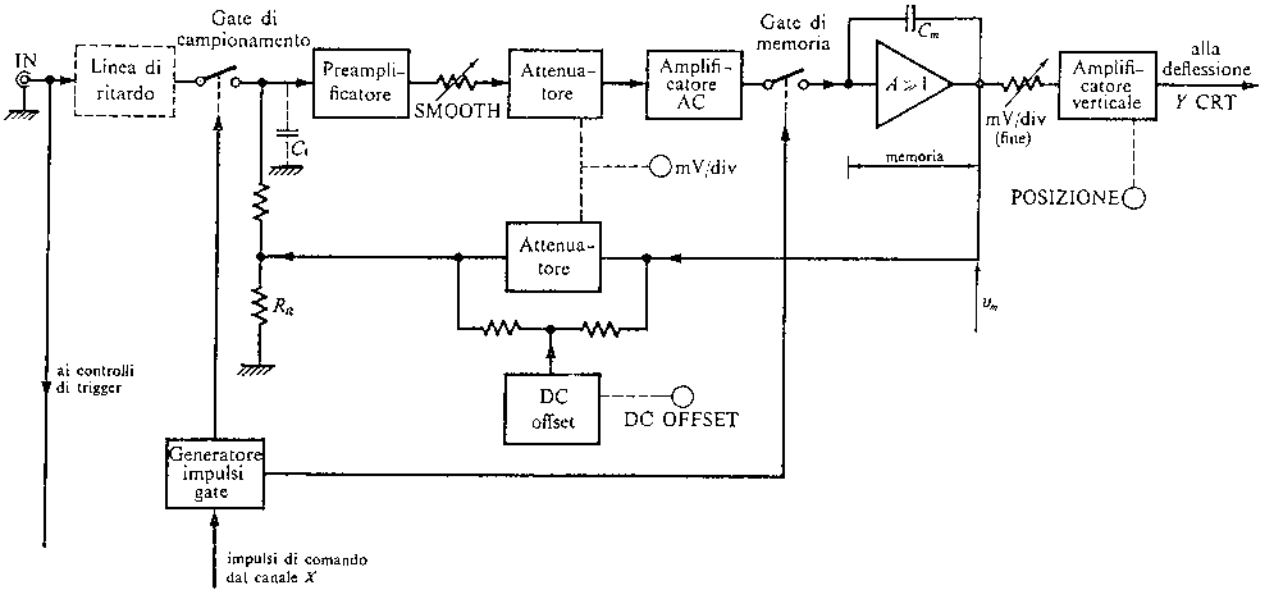


Figura 2.69. Oscilloscopio campionatore: schema a blocchi semplificato del canale verticale.

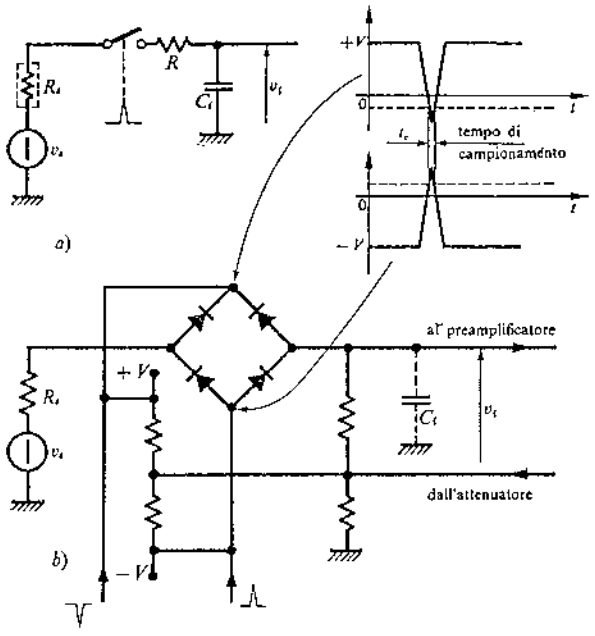


Figura 2.70. Oscilloscopio campionatore - Gate di campionamento: *a*) schema di principio; *b*) circuito e impulsi di campionamento.

gate al segnale v_s per un *tempo di campionamento* t_c durante il quale la capacità C_i si carica con piccola costante di tempo τ_c, senza però raggiungere il valore che il segnale d'ingresso presenta, perché $t_c \simeq \tau_c/5$, ma solo una piccola parte di quello, in genere compresa tra il (20÷25)%. Questo numero,

$$\eta = \frac{v_i}{v_s}$$

viene chiamato *rendimento di campionamento* e, assieme alla banda e alla risoluzione, riveste una particolare importanza nel progetto generale dello strumento. Tutte queste grandezze dipendono da una scelta di compromesso tra t_c e τ_c. È possibile dimostrare che le prestazioni migliorano (si riduce t_c) adottando impulsi di campionamento di forma triangolare (1).

In pratica il tempo di salita dell'oscilloscopio campionatore viene quasi a coincidere con t_c.

I tempi di salita degli amplificatori che seguono sul percorso del segnale non influiscono perché ormai il segnale è convertito a frequenze molto basse: è sufficiente soltanto che siano compatibili con la periodicità della v_y di fig. 2.66.

(1) Negli oscilloscopi meno recenti, nei quali non si erano ancora raggiunti gli attuali livelli di affidabilità della circuiteria, variazioni dell'ampiezza degli impulsi di campionamento e delle polarizzazioni dei gate di campionamento determinavano valori non costanti di t_c, rendendo quindi necessarie periodiche operazioni di calibrazione. Questo controllo non appare più nei campionatori recenti, in quanto il disturbo citato è divenuto irrilevante.

Anello di reazione

Al termine dell'intervallo di tempo t_c, ai capi della capacità parassita C_i e quindi in ingresso al preamplificatore, è presente il segnale $v_i = \eta v_s$.

Il valore di v_i si mantiene essendo ora (gate di campionamento chiuso) (2) la capacità C_i inserita in un circuito a costante di tempo molto più grande ($\simeq C_i R_i$) rispetto a τ_c.

Il preamplificatore trasferisce questo segnale ad un *attenuatore*, seguito da un *amplificatore in ac*, dal *gate di memoria* molto simile a quello di campionamento e infine dal *circuito di memoria* dove il suo valore viene mantenuto fino al successivo campionamento.

Da questo punto il segnale viene avviato all'*amplificatore verticale* per il pilotaggio delle placche di deflessione, ma anche riportato, tramite un *attenuatore di reazione* ed un resistore di reazione R_R, all'ingresso, realizzando così un anello con guadagno unitario che ha lo scopo di aumentare il valore di v_i fino a v_s.

Al successivo campionamento, C_i si presenta quindi già carico al precedente valore di v_s e immagazzina una percentuale pari a η della variazione che è sopravvenuta nel segnale v_s tra i due campionamenti.

Per chiarire meglio il funzionamento dell'anello di reazione, si prenda in esame il seguente esempio numerico: supponendo che al momento del primo campionamento sia $v_s = 10$ mV, se $\eta = 25\%$, in ingresso al preamplificatore, alla fine di t_c, vi sarà una $v_i = 2{,}5$ mV. Questo segnale, se viene amplificato 400 volte, porta il livello d'uscita della memoria ad 1 V: poiché però lo scopo è di avere un guadagno d'anello unitario, è necessario che l'attenuatore di reazione attenui 100 volte. In tal modo il segnale riportato ai capi di C_i vale 10 mV, cioè il valore di v_s.

I tempi di apertura dei due gate sono in relazione con le costanti di tempo del sistema. Infatti quella di carica di C_i (3), quando il gate di campionamento è aperto, è molto piccola rispetto a quella della rete di reazione (praticamente uguale a $R_i C_i$). Quest'ultima a sua volta deve avere un valore non troppo elevato da consentire a v_i di raggiungere il valore di regime prima del successivo campionamento, ma non troppo piccola altrimenti si scarica, in modo non trascurabile, il condensatore di memoria C_m (4) e inoltre nell'anello di reazione si può instaurare un regime rigenerativo.

Tutto il funzionamento di cui si è detto è riportato

(2) Cioè interruttore di fig. 2.69. *aperto*.

(3) Dal circuito di fig. 2.70.*a*, risulta circa $(R_s + R)C_i$.

(4) Questo condensatore, se la porta di memoria è chiusa (interruttore aperto), essendo seguito da un amplificatore ad elevatissima impedenza d'ingresso, mantiene la carica (azione di memoria) nei limiti in cui questa non gli viene sottratta dalla rete di reazione.

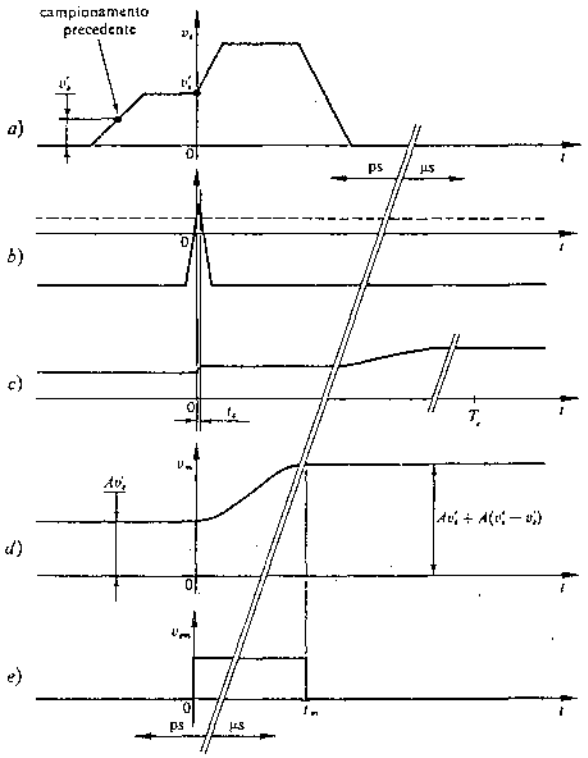


Figura 2.71. Oscilloscopio campionatore - Forme d'onda del canale verticale: *a*) segnale d'ingresso; *b*) impulso di campionamento; *c*) segnale all'ingresso del preamplificatore; *d*) segnale all'uscita della memoria; *e*) impulso del gate di memoria.

nella fig. 2.71. della quale gli intervalli di tempo caratteristici hanno i seguenti ordini di grandezza: $t_c = (20 \div 200)$ ps; $t_m \simeq 1$ μs; T_c (periodo di campionamento) $\geqslant 10$ μs.
Nello schema a blocchi figurano due attenuatori: quello sulla via diretta serve per regolare a scatti il fattore di deflessione del canale verticale, a cui deve corrispondere una variazione di quello di reazione contemporanea e opposta, in modo da mantenere unitario il guadagno d'anello.

DC offset

Lo scopo di questo controllo è di riuscire a campionare e a rappresentare con grande sensibilità piccoli segnali sovrapposti ad elevati livelli dc, introducendo una tensione continua nella rete di reazione, di valore e polarità opportuni in modo da eliminare gli effetti della componente continua del segnale.
Per poter osservare correttamente una componente dinamica di 5 mV sovrapposta ad una continua di 1 V, occorrerebbe porsi nella posizione 2 mV/div. Si avrebbe però un fuori-schermo di circa 500 div. Con un uso appropriato del DC OFFSET si riporta il segnale dinamico a centro schermo.
Si possono così eliminare tutte quelle aberrazioni dell'immagine quando essa sia localizzata ai margini dello schermo del CRT.

Generatore Impulsi-Gate

Un impulso proveniente dal comparatore del canale orizzontale provoca la commutazione rapida del circuito pilota e quindi la generazione di brevissimi impulsi di campionamento bilanciati e del gate di memoria nei rispettivi blocchi.
Il *circuito pilota* è normalmente realizzato o con un oscillatore bloccato oppure con un transistore a valanga. In fig. 2.72. è riportata questa seconda versione, nella quale il transistore T_1, nella configurazione inseguitore, serve a fornire la voluta alimentazione al collettore del transistor a valanga T_2. Il valore di questa tensione (35÷40) V deve essere appena inferiore alla V_{CEO} del transistore, altrimenti, se la superasse, il circuito diverrebbe un oscillatore a resistenza negativa che comanderebbe autonomamente la generazione di impulsi di campionamento. Con l'appropriato valore dell'alimentazione, T_2 è invece interdetto.
All'arrivo di un impulso positivo di comando alla base di T_2, questi passa improvvisamente (e in tempo brevissimo) a condurre, e quindi la tensione di collettore cade quasi a zero, generando un gradino che va a comandare i circuiti generatori di impulsi di campionamento e di gate di memoria.
Il *generatore di impulsi di campionamento* (*strobe pulse generator*) sfrutta la grande velocità di commu-

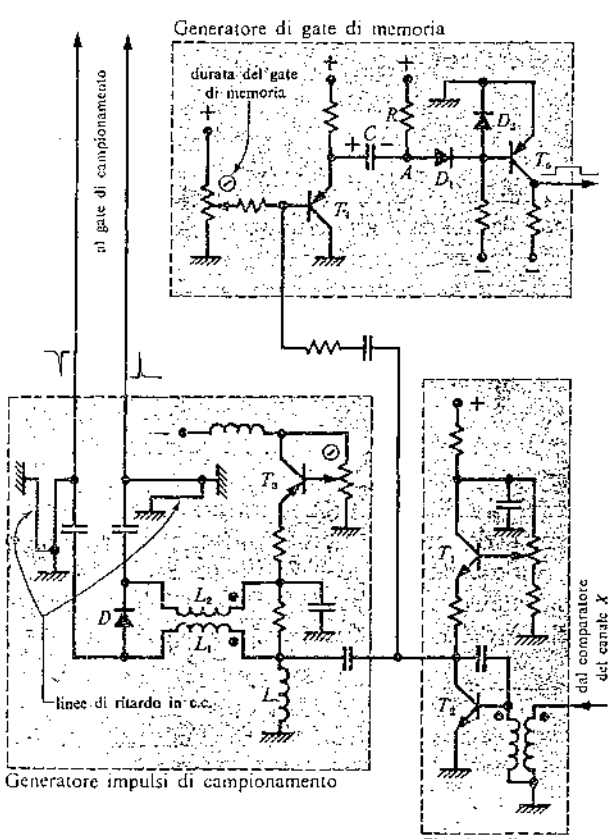

Generatore di gate di memoria
durata del gate di memoria
al gate di campionamento
dal comparatore del canale X
linee di ritardo in c.c.
Generatore impulsi di campionamento
Circuito pilota

Figura 2.72. Oscilloscopio campionatore: generatore impulsi-gate.

tazione del diodo *snap-off D*. Normalmente questo è in conduzione, regolata dal transistore T_3 (inseguitore) attraverso L, L_1, D, L_2. Quando arriva l'impulso negativo del pilota, la corrente si inverte finché non si sono esauriti i portatori della giunzione *p-n*. Data la configurazione circuitale, questa corrente, percorrendo entrambi gli avvolgimenti L_1 e L_2, non provoca alcun effetto induttivo: appena scomparsi i portatori nasce quindi un gradino di tensione ripidissimo che viene prelevato in modo bilanciato e trasformato in impulsi da derivatori a linea in corto circuito.
Il *generatore di gate di memoria* è un multivibratore monostabile di tipo particolare. A riposo T_4 è in conduzione in zona attiva e C carico ad una certa tensione, entrambe determinate dalla posizione del potenziometro in base. Il potenziale in A è appena sufficiente a mantenere D_1 e D_2 in conduzione e quest'ultimo è causa della interdizione di T_5. All'arrivo dell'impulso negativo proveniente dal pilota, T_4 è spinto fortemente in saturazione, il suo emettitore passa a potenziale di massa: questa transizione, superando il condensatore C, blocca D_1 e quindi D_2 facendo saturare T_5: da questo momento ha inizio il gate di memoria la cui durata dipende dal tempo necessario a C a riportarsi al potenziale originario con la costante di tempo RC.
Gli *impulsi di blanking* sono ottenuti dall'impulso generato nel circuito precedente per derivazione del fronte d'attacco ed inviati a spegnere il fascio del CRT per evitare disturbi nell'immagine in corrispondenza di quelle transizioni.

Doppia traccia

Molto frequentemente gli oscilloscopi campionatori hanno la possibilità di rappresentare contemporaneamente due segnali secondo la tecnica già nota negli oscilloscopi convenzionali doppia-traccia, ma solo con la possibilità di un funzionamento *chopped*. Naturalmente sono necessari due canali verticali completi indipendenti (canale A e canale B), mentre restano comuni l'amplificatore finale verticale ed il generatore impulsi-gate che però dovrà dare in uscita gli impulsi necessari a ciascun canale. I due canali verranno collegati al finale verticale ed alle placche di deflessione da un multivibratore bistabile comandato dagli impulsi blanking.

Single sweep

Nell'oscilloscopio campionatore il funzionamento *single sweep* è ben diverso da quello dell'oscilloscopio convenzionale, perché in quest'ultimo riguarda generalmente la rappresentazione di fenomeni transitori. Nel campionatore invece è tassativa la periodicità perché il numero di punti che compaiono sullo schermo è pari al numero di periodi campionati in quella esplorazione.

Teste di campionamento

Allo scopo di assicurare all'oscilloscopio campionatore una maggiore flessibilità di prestazioni in frequenza, analogamente a quanto avviene con i plug-in, tutti i circuiti in alta frequenza (gate di campionamento, generatore di impulsi di campionamento, circuito pilota, circuiti di compensazione e preamplificatore) vengono raccolti in unità intercambiabili dette *teste di campionamento* (*sampling-head*) che coprono un campo di frequenze fino a 18 GHz. A seconda delle necessità e del costo si trovano teste da 1 GHz, da 4,5 GHz, 14 GHz, 18 GHz.
Nelle serie a plug-in, le teste di campionamento possono essere considerate plug-in nel plug-in.

Considerazioni sul canale verticale

Campo dinamico

Il segnale che si vuole rappresentare non deve avere un'ampiezza troppo elevata, altrimenti uno o più diodi del gate di campionamento prendono a condurre indipendentemente dagli impulsi di campionamento dando luogo ad un funzionamento anomalo.
Ciò limita il campo dinamico dello strumento e non è pensabile di ovviare all'inconveniente aumentando le polarizzazioni inverse dei diodi perché ciò richiederebbe impulsi di campionamento a troppo elevata energia e grande ampiezza come non si riescono ad ottenere direttamente dal generatore senza ricorrere ad amplificazioni, impensabili a queste frequenze.

Precisione

Gli errori di misura delle ampiezze che si compiono con gli oscilloscopi convenzionali sono dovuti in larga misura alle variazioni indesiderate del guadagno degli stadi di amplificazione. Se infatti varia, per es. del 10%, identica variazione subisce il fattore di deflessione.
La struttura stessa degli oscilloscopi campionatori però elimina quasi completamente, nell'arco di pochi campionamenti, questo tipo di errori.
Supponendo di avere in ingresso un segnale costante di 10 mV, utilizzando gli stessi valori numerici dell'es. riportato a pag. 113, se il guadagno dell'amplificatore subisce una diminuzione del 10% (si porta a 360) col 1° campionamento il livello d'uscita alla memoria si porta a 0,9 V, dei quali l'attenuatore di reazione riporta in ingresso 9 mV. Ma già il secondo campionamento con $v_i = 9{,}25$ mV apporta all'uscita una correzione pari a $0{,}25 \times 360 = 0{,}09$ V raggiungendo quindi un valore $v_m = 0{,}99$ V affetto quindi da un errore dell'1%. Si vede quindi che già dopo tre campionamenti l'errore è completamente eliminato.

Riduzione del rumore (SMOOTH)

Nelle posizioni di elevata sensibilità si possono notare disturbi in corrispondenza degli aggiornamenti

di livello successivi ad ogni campionamento che lo spegnimento tra i punti non riesce a nascondere. Con il comando di SMOOTH si riducono questi effetti diminuendo il guadagno d'anello in modo tale che, in corrispondenza di quegli aggiornamenti, il circuito reagisca raggiungendo più lentamente la condizione finale. Il funzionamento diventa quindi analogo a quello or ora descritto. Apparirà allora sullo schermo un'immagine come fosse debolmente « integrata » e quindi i disturbi casuali risulteranno notevolmente ridotti, soprattutto quando il campionamento sia ad alta densità.

3.4. Canale orizzontale

Ci si riferisca ora più direttamente allo schema a blocchi della fig. 2.73. ed alle sue forme d'onda, riportate in fig. 2.74., che riguardano il funzionamento sequenziale.

Dall'ingresso viene prelevato il segnale di trigger che, in alternativa ad un eventuale segnale esterno, viene avviato, dopo la scelta della pendenza positiva o negativa del fronte su cui si vuole avere la partenza del trigger, al blocco *trigger* nel quale, in corrispondenza di un certo livello del segnale trigger, viene generato un gate a fronte ripido che dà inizio alla *rampa veloce*.

Quest'ultima, con la sua pendenza regolabile, è uno degli elementi che determinano il coefficiente di tempo: infatti, rendendola più ripida, a parità di altre condizioni, si riduce il time/div della scala dei tempi. È molto importante che sia molto lineare in quanto eventuali errori di linearità si riflettono in errori di scala.

L'*hold-off* ha la stessa funzione del corrispondente circuito negli oscilloscopi convenzionali, cioè serve ad impedire un inizio prematuro di una nuova rampa prima che la precedente si sia riportata completamente in quiete, ed anche consentire al trigger di *riconoscere* i periodi del segnale che si vogliono utilizzare per dare l'impulso trigger in uscita e quindi comandare un nuovo campionamento dopo che si sono avuti molti periodi del segnale d'ingresso. La durata dell'hold-off (*l*) viene regolata tramite il comando del coefficiente di tempo ed anche indipendentemente col comando TEMPO DI RIPRISTINO (*recovery time*) in modo fine, così da poter ridurre, entro certi limiti, la frequenza del segnale d'ingresso.

L'*attenuatore* agisce sul segnale proveniente dal generatore di gradinata e interviene quindi anch'esso a determinare il valore del coefficiente di tempo, variando le ampiezze di quel segnale e quindi i punti di coincidenza con la rampa veloce.

Il *comparatore* riceve ad un ingresso la rampa veloce, all'altro la gradinata attenuata ed invertita. Alla coincidenza (*d*) emette un impulso di comando (*f*) che, oltre a sganciare i circuiti preposti al campionamento, viene avviato ai circuiti di controllo di gradinata nei quali si provvede ad apportare una variazione di livello di un gradino (*e*) o ad azzerare la gradinata, qualora abbia raggiunto il livello corrispondente alla deflessione a tutto schermo. In quest'ultimo caso provvedono anche ad inviare al CRT un impulso blanking per eliminare la traccia di ritorno del fascio.

Infatti il *generatore di gradinata*, oltre a generare l'insieme dei livelli di tensione di riferimento continuamente crescenti che, attenuati ed invertiti vanno al comparatore, comanda, tramite l'amplificatore orizzontale, la deflessione.

Il comando DENSITÀ che fa capo ai circuiti di controllo della gradinata, serve per regolare il numero di punti con cui risulta rappresentata la funzione sullo schermo. Per comprendere come esso agisce, si supponga che la gradinata abbia un'ampiezza di 50 V e sia costituita da 1000 gradini, dando luogo ad una serie di 1000 punti luminosi su di uno schermo a 10 divisioni. Si avrà cioè una densità di 100 punti per divisione. Con l'attenuazione ×10 e

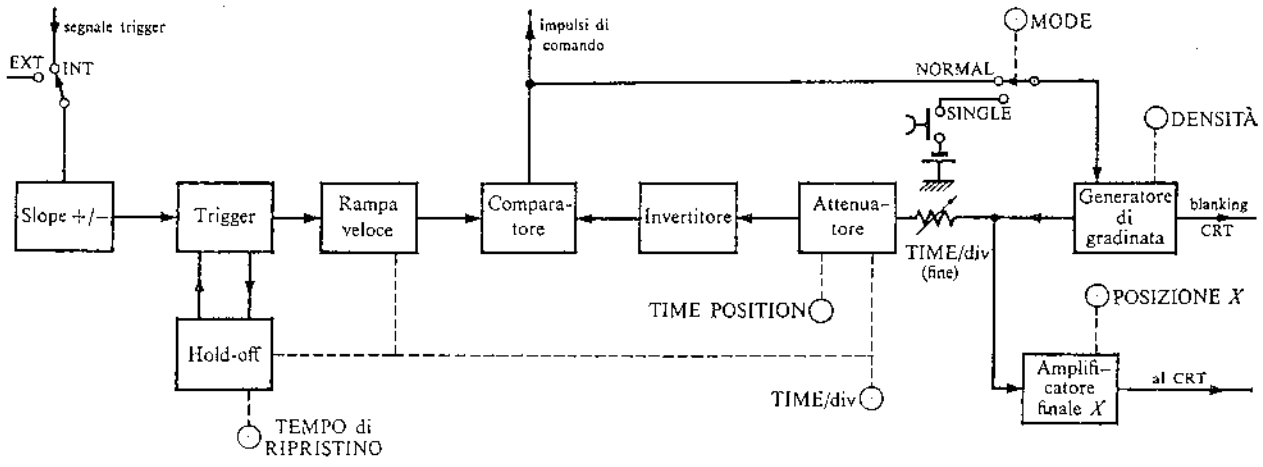


Figura 2.73. Oscilloscopio campionatore - Campionamento sequenziale: schema a blocchi del canale orizzontale.

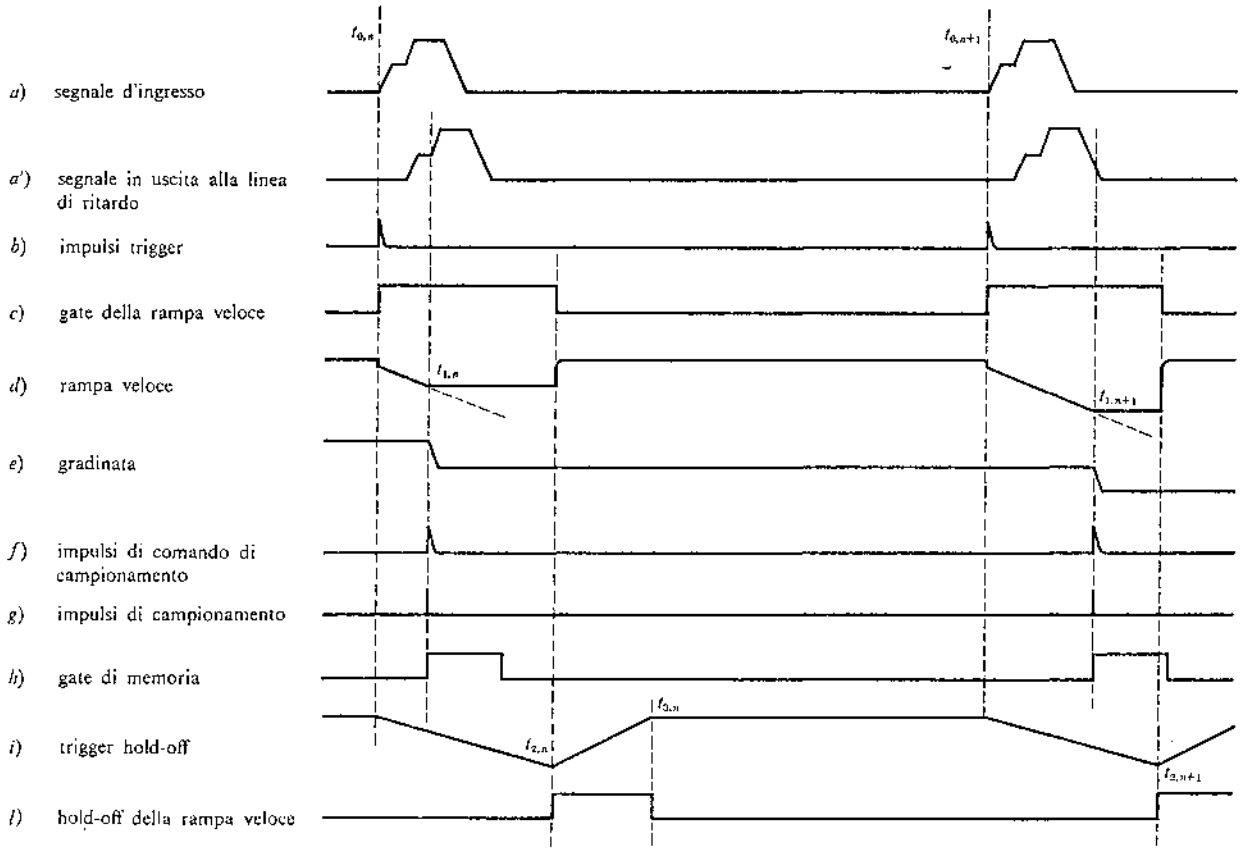

a) segnale d'ingresso
a') segnale in uscita alla linea di ritardo
b) impulsi trigger
c) gate della rampa veloce
d) rampa veloce
e) gradinata
f) impulsi di comando di campionamento
g) impulsi di campionamento
h) gate di memoria
i) trigger hold-off
l) hold-off della rampa veloce

Figura 2.74. Campionamento sequenziale: forme d'onda. t_0 = istante nel quale il segnale trigger dà inizio alla rampa veloce: ciascuna rampa scende fino al livello preesistente della gradinata invertita. t_1 = istante in cui la rampa veloce incontra il livello preesistente della gradinata invertita. t_2 = istante in cui la rampa inizia la fase di ritorno. t_3 = istante in cui termina il periodo di hold-off.

l'inversione, la gradinata risulta compresa tra 0 e −5 V. Se la rampa veloce va da 0 a −10 V, si comprende che vi saranno 1000 possibilità di coincidenza utilizzando soltanto la prima metà della rampa veloce: ogni gradino differisce infatti dal più vicino di 1/1000 di 5 V, cioè di 5 mV.
Supponendo che la rampa veloce vada da 0 a −10 V in 100 ns, evidentemente impiegherà 50 ns per avere una variazione di 5 V. Allora, se −1 V è il primo livello della gradinata e −6 V l'ultimo, tra il primo e l'ultimo punto sullo schermo intercorreranno 50 ns e il tempo necessario a percorrere un tratto di schermo pari ad una divisione sarà di 5 ns (time/div) occupati da 100 rampe veloci ad ognuna delle quali corrisponde un campionamento e l'intervallo di tempo intercorrente tra due campionamenti varrà allora 5/100, cioè 50 ps. Questo tempo, con la pendenza della rampa considerata, corrisponde ad un incremento di gradinata di 5 mV.
Se varia la densità, varia il tempo intercorrente tra un punto e l'altro, ma non quello necessario ad esplorare una divisione; inversamente, se varia l'attenuazione o l'inclinazione della rampa veloce, varia il time/div ma non la densità: ciò significa che questi due comandi sono tra di loro indipendenti.
Con il comando TIME POSITION infine, applicando un livello di continua regolabile alla gradinata, si ottiene lo scopo di scegliere a piacere il punto della forma d'onda da rappresentare in corrispondenza del quale far iniziare il campionamento; stabilisce cioè un ritardo regolabile tra l'impulso trigger ed il primo impulso di campionamento. Questo comando, evidentemente, non è indipendente dal time/div.

Trigger

È uno dei circuiti che funzionano in commutazione ad alta velocità, per ottenere la quale vengono utilizzati diodi tunnel. Naturalmente può ricevere un segnale trigger INT o EXT. In quest'ultimo caso si presentano alcune possibilità:
– 50 Ω di impedenza d'ingresso, da usarsi con sorgenti che richiedono questa terminazione, per funzionamenti fino a 1 GHz;
– 1 MΩ di impedenza d'ingresso ottenuta anteponendo all'ingresso precedente un inseguitore a FET, allo scopo di limitare l'assorbimento di potenza dalla sorgente, con frequenze minori di 100 MHz;
– HF sync: in questa posizione un diodo tunnel viene fatto oscillare attorno ai 30 MHz e viene sincronizzato dal segnale trigger ext.: appena realizzata

la sincronizzazione il trigger genera il gate che dà origine alla rampa veloce.

Generatore di gradinata

È costituito da tre blocchi (fig. 2.75.) dei quali:

– il *pilota di gradini* riceve dal comparatore l'impulso di comando, e provvede ad inviare all'ingresso del generatore di gradini, al fine di caricare il condensatore C, una corrente costante per un tempo regolabile. Questo comando serve a variare la DENSITÀ: vi è la possibilità di aumentare quella corrente di un fattore 10 qualora si vogliano avere meno punti;

– il *multivibratore gate di gradinata* serve a dare inizio alla gradinata e ad azzerarla quando questa abbia raggiunto il livello corrispondente alla deflessione completa dello schermo, modificando la polarizzazione dei diodi. Oltre a ciò genera anche l'impulso di blanking in corrispondenza della ritraccia. Durante questo intervallo un condensatore provvede a rendere l'ingresso insensibile all'arrivo di eventuali impulsi di comando di campionamento, svolgendo una funzione di hold-off;

– *generatore di gradini*: prima dell'inizio della gradinata i diodi tengono il condensatore in corto circuito. All'arrivo di un impulso di comando i diodi si interdicono ed il condensatore che è inserito in un integratore di Miller, si carica per il tempo consentito dall'impulso proveniente dal pilota di gradinata. Quindi si arresta, riprende con un altro di questi impulsi e così via, generando tutta la gradinata che un controllo di comparazione R fa riazzerare quando essa abbia raggiunto il livello necessario alla deflessione a tutto schermo, riportandone una frazione al multivibratore gate di gradinata.

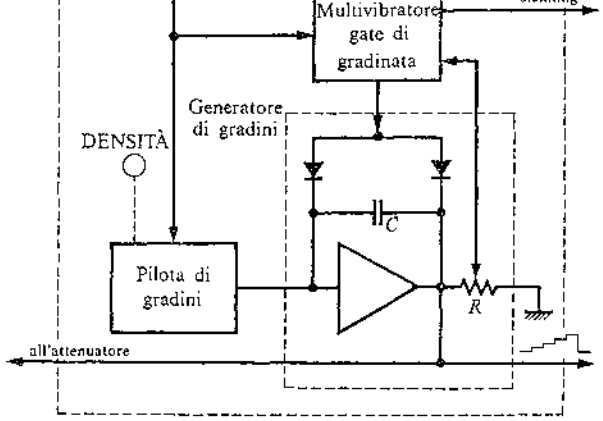


Figura 2.75. Oscilloscopio campionatore: generatore di gradinata.

Realizzazioni

Sono reperibili in commercio plug-in nei quali coesistono il metodo sequenziale e quello in tempo reale. In essi sono necessarie linee di ritardo o pretrigger per visualizzare anche la prima parte delle forme d'onda.
Realizzazioni di maggior pregio però sono quelle nelle quali si utilizzano tutti e tre i metodi descritti in 3.1: in tal modo non sono più richiesti quei particolari accorgimenti con tutti gli inconvenienti che la loro presenza comporta, ed inoltre si ha una copertura completa di tutto il campo di frequenza. Più precisamente col metodo:

– *random*, si copre il campo da 1 kHz fino al limite superiore dello strumento;

– *sequenziale*, da $\simeq$ 10 Hz fino a 1 kHz;

– *tempo reale*, dalla dc fino a qualche centinaio di Hz.

È previsto inoltre un comando MANUAL con il quale, all'uscita del generatore di gradini, viene avviata, invece della gradinata, una continua regolabile manualmente: in tal modo si riesce a vedere un solo punto della funzione, che può essere spostato a piacimento in ogni posizione di quella.

3.5. Riflettometria nel dominio del tempo (TDR)

È un metodo d'indagine basato sul principio che, inviando entro un sistema di trasmissione un segnale di forma particolare, per es. un gradino, dall'esame delle conseguenti riflessioni è possibile risalire alla natura ed alla localizzazione delle cause che le generano, che possono essere discontinuità, imperfezioni, guasti, disadattamenti.
Lo studio eseguito nel dominio della frequenza (FDR) porta alla misura del rapporto d'onda stazionaria e al coefficiente di riflessione, però è spesso problematico risalire alle cause che li hanno determinati, specie se queste sono molteplici e concomitanti.
Con la TDR invece, le varie « eco » risultano ben distinte come in una rappresentazione radar e vi è una precisa corrispondenza tra l'asse dei tempi e le dimensioni lineari del sistema.

LOCALIZZAZIONE

Si consideri il sistema di misura riportato nella fig. 2.76. In esso vi è un generatore di gradino con impedenza Z_g, chiuso su di una linea di impedenza caratteristica Z_0 e di lunghezza l, chiusa su di un carico Z_L. Si supponga che $Z_g = Z_0 = Z_L$. In questo caso sull'oscilloscopio dovrebbe apparire solo il gradino emesso dal generatore.

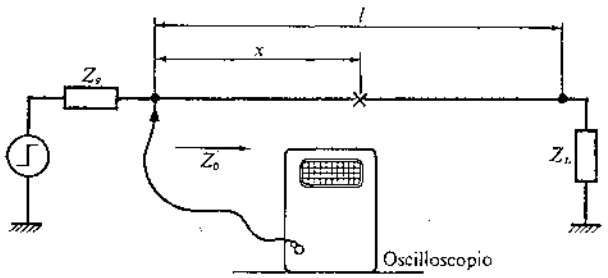


Figura 2.76. Sistema per la localizzazione TDR.

Se invece a una distanza x dal generatore vi è una discontinuità lungo la linea, apparirà una riflessione (eco) dopo un tempo dipendente dalla velocità di gruppo del segnale nella linea e dalla distanza x. Misurato il tempo, il punto x viene facilmente individuato dalla:

$$x = vt/2$$

dove t è il tempo rilevato sull'oscilloscopio, v è la velocità di gruppo (dipende dal tipo di linea; se è in aria coincide praticamente con quella della luce nel vuoto, $3 \cdot 10^8$ m/s).
Questa tecnica, già da molti anni in uso in campo telefonico per localizzare i guasti delle linee, ha ricevuto un notevole impulso con lo sviluppo degli oscilloscopi campionatori e dei generatori di segnali veloci con i quali è possibile una risoluzione fino a (20÷30) ps, a cui corrispondono due riflessioni che distano meno di 1/2 mm. Sono infatti rilevabili riflessioni piccolissime, con ampiezza pari a 10^{-4} parti di quella del segnale applicato, equivalente a 0,01 Ω in serie a 50 Ω o a 250 KΩ in parallelo a 50 Ω.
Queste elevatissime prestazioni fanno sì che, per la localizzazione, la TDR sia diventata uno strumento potentissimo nella ricerca e nel normale lavoro di laboratorio.

STUDIO DELLE CAUSE

Accanto alla localizzazione delle riflessioni è possibile, studiando la loro forma, risalire alla natura delle cause che le hanno provocate.

Discontinuità resistive

Se ne richiamano qui solo i punti essenziali, facendo sempre riferimento alla situazione descritta in fig. 2.76.
Se la linea è omogenea, a valori diversi di terminazione, si hanno tutti i casi riportati nella fig. 2.77.*a*. In essa viene indicato con ϱ il rapporto tra l'ampiezza della riflessione e quella del gradino applicato. Si vede che per $R_L = Z_0$, $\varrho = 0$ (non vi è riflessione); per $R_L = \infty$, $\varrho = 1$ e per $R_L = 0$, $\varrho = -1$. Per i casi intermedi vale la formula

$$\varrho = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0}.$$

Se la linea è omogenea e adattata, ma si è inserita una resistenza in serie al punto x_s o in parallelo al punto x_p, si hanno le situazioni riportate in fig. 2.77.*b* e *c*, nelle quali ϱ vale rispettivamente,

$$\varrho_s = \frac{(R_s + Z_0) - Z_0}{(R_s + Z_0) + Z_0} = \frac{R_s}{R_s + 2Z_0};$$

$$\varrho_p = \frac{(R_p /\!/ Z_0) - Z_0}{(R_p /\!/ Z_0) + Z_0} = -\frac{Z_0}{2R_p + Z_0}.$$

Naturalmente, una volta misurato ϱ è semplice risalire al valore ohmico della causa perturbatrice (R_L, R_s, R_p).

Discontinuità reattive

Un condensatore o un induttore inseriti in una linea di trasmissione danno luogo ad una riflessione transitoria. Dalla misura della costante di tempo relativa si può risalire al valore del componente inserito; si prendono ora in esame alcuni casi tipici.

Condensatore in serie inserito nel punto x_s di una linea adattata di impedenza caratteristica Z_0. Ricordando quale è la risposta di un condensatore ad un segnale a gradino (è un corto circuito all'istante dell'applicazione e tende poi, attraverso un transitorio con costante di tempo RC, a diventare un circuito aperto), si comprende che la forma d'onda

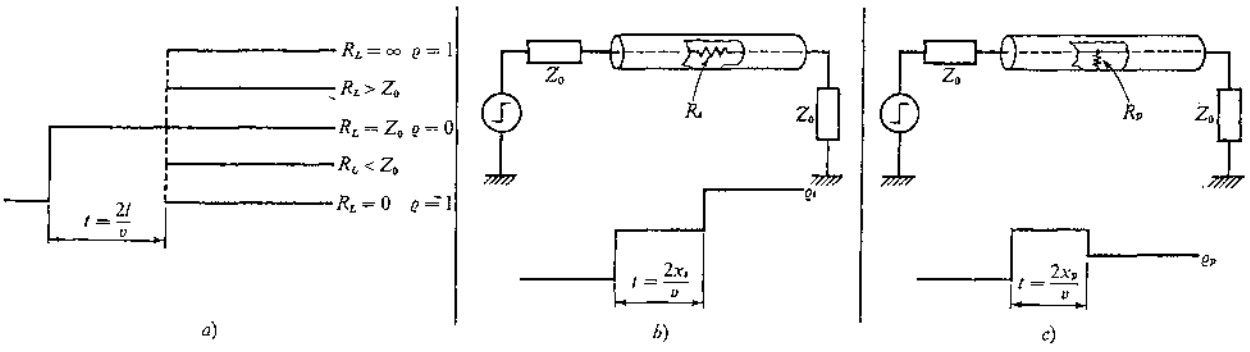


Figura 2.77. TDR - Tipi di discontinuità resistive: *a*) disadattamento al carico; *b*) resistenza serie; *c*) resistenza parallelo.

che appare sullo schermo dell'oscilloscopio sarà quella indicata in fig. 2.78.*a*. Dopo un tempo

$$t = \frac{2x_s}{v}$$

non vi è alcuna discontinuità (C_s è come non ci fosse all'istante t^+), ma poi prende a salire verso il livello corrispondente ad una $R_L = \infty$ (C_s è un circuito aperto per $t = \infty$). Dall'immagine sullo schermo si misura la costante di tempo τ mentre il circuito equivalente corrispondente è indicato in figura. Appare chiaro quindi che si avrà:

$$\tau = 2Z_0 C_s, \quad \text{da cui} \quad C_s = \tau/2Z_0 .$$

Condensatore in parallelo inserito al punto x_p di una linea adattata di impedenza caratteristica Z_0 (fig. 2.78.*b*).

Ragionando come nel caso precedente, si comprende perché appaia sullo schermo la forma d'onda di figura. Dal circuito equivalente si trova che la costante di tempo vale

$$\tau = \frac{Z_0}{2} C_p \quad \text{da cui} \quad C_p = \frac{2\tau}{Z_0} .$$

Condensatore come terminazione di una linea di impedenza caratteristica Z_0 (fig. 2.78.*c*).

Dopo quanto è già stato detto si comprende che dopo una brusca transizione a $\varrho = -1$ per t^+, si passa con un transitorio di costante di tempo τ al livello $\varrho = +1$. Se si considera poi che il circuito equivalente è ora quello riportato, appare che

$$\tau = Z_0 C \quad \text{e quindi} \quad C = \tau/Z_0 .$$

Induttore in serie inserito su di una linea adattata di impedenza caratteristica Z_0 (fig. 2.79.*a*).

Anche in questo caso si giustifica la forma d'onda riportata in figura, se si pensa alla risposta di un induttore al gradino (è un circuito aperto inizialmente, per poi divenire un corto circuito dopo un tempo ∞). Dal circuito equivalente si ricava che

$$\tau = \frac{L_s}{2Z_0} \quad \text{ovvero} \quad L_s = 2Z_0\tau .$$

Induttore in parallelo inserito al punto x_p di una linea adattata di impedenza caratteristica Z_0 (fig. 2.79.*b*).

La forma d'onda è quella rappresentata e la costante di tempo che si ricava dal circuito equivalente vale

$$\tau = \frac{L_p}{Z_0/2} = \frac{2L_p}{Z_0} \quad \text{da cui} \quad L_p = \frac{\tau Z_0}{2} .$$

Induttore come terminazione di una linea di impedenza caratteristica Z_0 (fig. 2.79.*c*).

È riportata anche la figura della forma d'onda che non richiede alcun commento, mentre la costante di tempo varrà

$$\tau = \frac{L}{Z_0} \quad \text{da cui} \quad L = \tau Z_0 .$$

CONCLUSIONI

In ogni caso per addentrarsi all'interpretazione di forme d'onda con metodi TDR è consigliabile ricorrere all'aiuto di testi specialistici, anche perché le rappresentazioni non sono così semplici: alcune

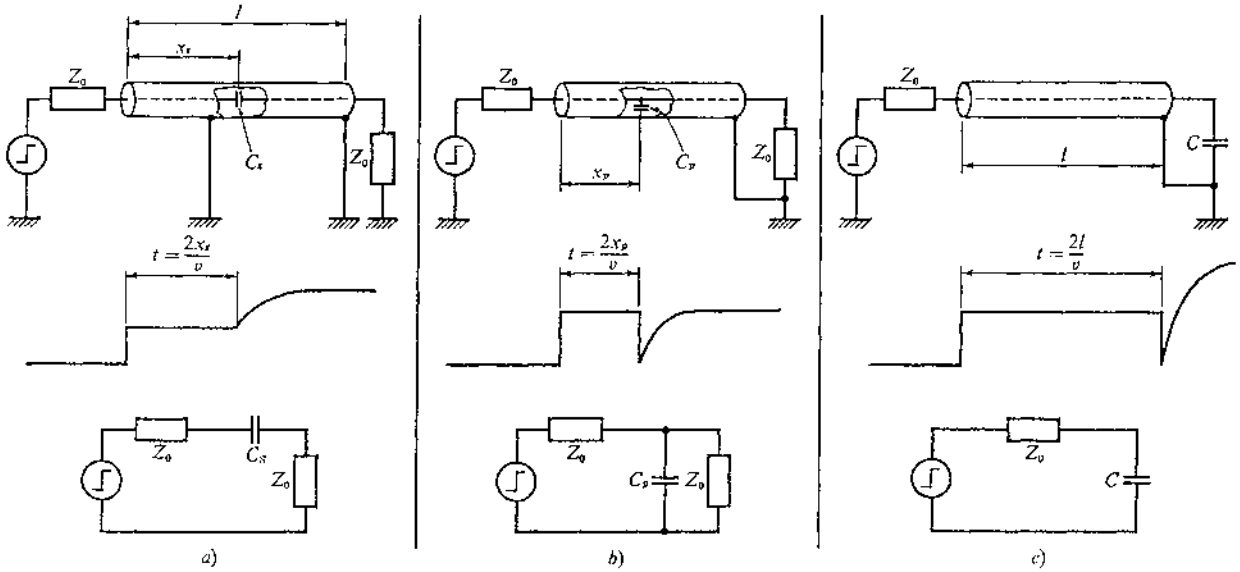


Figura 2.78. TDR - Circuiti, forme d'onda e circuiti equivalenti nel caso di discontinuità reattive dovute a capacità: *a*) di tipo serie; *b*) di tipo parallelo; *c*) come carico.

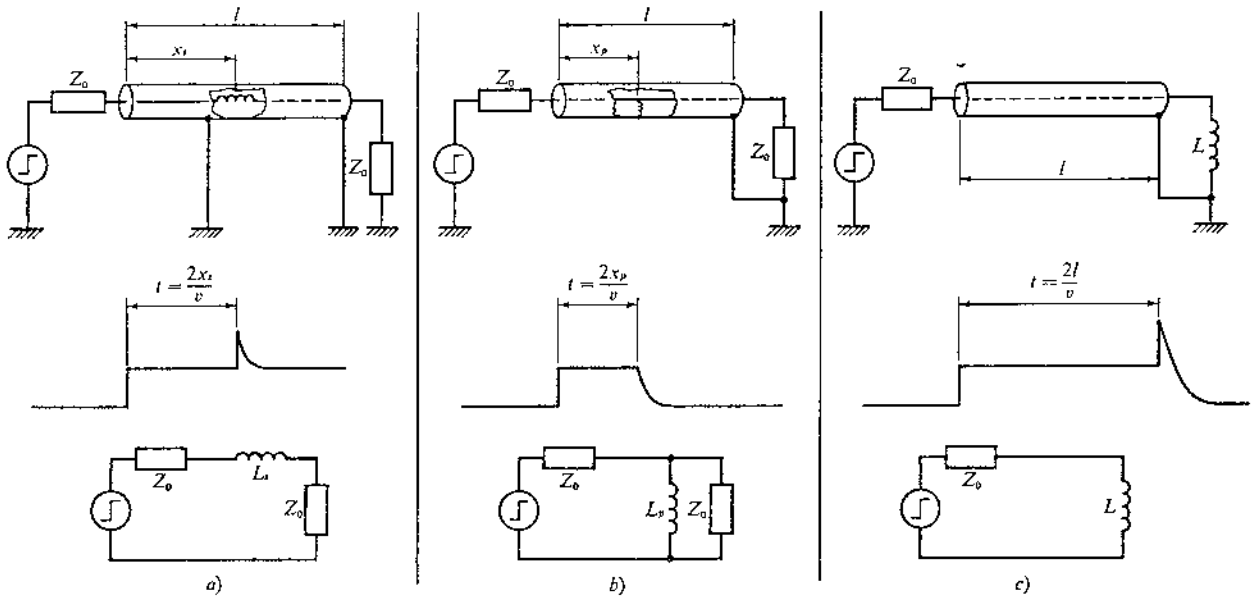


Figura 2.79. TDR - Circuiti, forme d'onda e circuiti equivalenti nel caso di discontinuità reattive dovute a induttanza: *a*) di tipo serie; *b*) di tipo parallelo; *c*) come carico.

volte sono ambigue, altre confuse per la presenza di riflessioni multiple.
Comunque, poiché quasi sempre lo scopo è quello di eliminare o almeno ridurre le riflessioni, si procede alla eliminazione della prima, e così facendo scompaiono molte delle riflessioni multiple; si passa poi alla seconda ... e naturalmente ci si avvia a rappresentazioni sempre più semplici.

Questo metodo d'indagine non è però il migliore per qualunque tipo di misura: i filtri a banda stretta e i circuiti risonanti provocano ringing nella rappresentazione nel dominio del tempo ed è quindi preferibile passare allo studio nel dominio della frequenza. Si tratta di due campi complementari e, quando non risulta conveniente l'uno, si passa all'altro.

4. Sonde (Probes)

Il *probe* è un accessorio primario che serve a connettere all'ingresso dell'oscilloscopio il segnale che si vuole osservare, senza alterarne le caratteristiche e caricare il circuito di provenienza. A questa condizione ideale ci si può solamente avvicinare, e non con uno solo, ma con un corredo di probe diversi per caratteristiche e tipi. Risulta quasi sempre indispensabile, ma va usato in modo appropriato, scegliendo il tipo adatto ad ogni misura, altrimenti si possono anche introdurre errori maggiori di quelli che si vogliono eliminare, senza che l'operatore inesperto se ne renda conto.
Esistono *probe di tensione passivi* e *probe di tensione attivi* a seconda dei componenti con cui sono realizzati. I primi, di uso più frequente per scopi generali, sono i più economici, ma per avere elevate prestazioni devono attenuare molto il segnale. Gli altri, che utilizzano dispositivi attivi come i FET, presentano una elevata resistenza ed una piccola capacità di ingresso senza attenuazione, compatibilità con ingressi dell'oscilloscopio a 1 MΩ e a 50 Ω, ma possiedono un piccolo campo dinamico e sono più costosi.
Qualora l'interesse sia rivolto alle forme d'onda della corrente e non della tensione, sono disponibili anche *probe di corrente*.

Probe di tensione passivo

Forma, con il gruppo di ingresso $R_i C_i$ dell'oscilloscopio, un partitore compensato, con caratteristiche variabili da tipo a tipo. Vengono infatti costruiti probe che presentano valori diversi per ciò che riguarda il rapporto di attenuazione ($\times 1$; $\times 10$; $\times 100$), la frequenza di taglio, la resistenza e la capacità equivalenti di ingresso, al fine di rendere

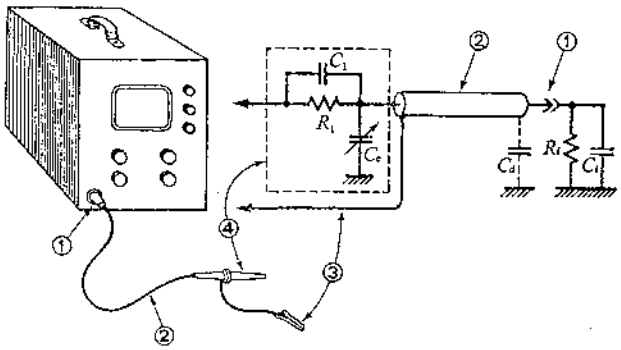


Figura 2.80. Probe: 1) connettore; 2) cavo coassiale; 3) collegamento di massa; 4) probe.

disponibili all'operatore tutte quelle alternative che gli possono permettere di eseguire qualsiasi misura nelle condizioni più corrette possibili.
La struttura generale di un probe passivo è quella di fig. 2.80. È costituita da un gruppo parallelo R_1C_1, dalla capacità di compensazione C_c e da un cavo coassiale di collegamento con l'ingresso dell'oscilloscopio, oltre all'ovvio connettore, spesso di tipo BNC.
Poiché il cavo di collegamento non è mai correttamente terminato (ha generalmente impedenza caratteristica di 50 Ω ed è chiuso su impedenze non puramente resistive di valore normalmente molto diverso da questo), per ridurre le oscillazioni indesiderate (*ringing*) che si generano in corrispondenza di brusche transizioni del segnale, si realizza il cavo con conduttore centrale costituito da un filo sottile resistivo che serve a provocare uno smorzamento critico. Inoltre esso presenta una capacità parassita distribuita C_d che va a sommarsi alla C_i dell'oscilloscopio.
Il valore di R_1 determina, insieme ad R_i, il rapporto di attenuazione del probe, ed allora, quando l'ampiezza del segnale è sufficientemente elevata, tale cioè da permettere la scelta di un probe $\times 10$ o $\times 100$, si raggiungono elevati valori della resistenza equivalente di ingresso.
La necessità poi che il probe sia compensato, richiede (vedi pag. 76)

$$R_1C_1 = R_i(C_i + C_d + C_c)$$

e quindi si può imporre il valore di C_1 necessario a determinare la piccola capacità equivalente d'ingresso che interessa.
La capacità di compensazione C_c ed il gruppo R_1C_1 sono inseriti, come mostra chiaramente la figura, all'interno del probe, ed il suo puntale è proprio il reoforo di R_1 che accede direttamente al circuito di misura.
Nel caso di probe di caratteristiche 10 MΩ, 10 pF con attenuazione $\times 10$, i valori da assegnarsi ai componenti, nel caso di oscilloscopio con $R_i = 1$ MΩ, $C_i = (15 \div 50)$ pF, sono i seguenti:

$R_1 = 9$ MΩ (per ottenere l'attenuazione $\times 10$);

se poi si assume un valore di C_c tale che sia

$$C_c + C_d + C_i = 100 \text{ pF},$$

poiché

$$C_1 = \frac{C_c + C_d + C_i}{R_1} R_i,$$

risulta di 11,1 pF e sono di conseguenza verificate le condizioni poste.
Naturalmente la larga escursione di C_c permette, ogni volta che il probe viene inserito su di un oscilloscopio diverso, di raggiungere la condizione di compensazione.
Per rendersi conto poi di come il probe introduca egualmente delle perturbazioni nella misura, è molto importante poter valutare l'impedenza della sorgente del segnale: più essa è piccola, tanto minori sono gli effetti perturbatori del probe, e quindi se in un circuito il segnale è contemporaneamente presente in più punti, conviene prelevarlo da quello che offre la minore impedenza.

Tabella 2.3. *Caratteristiche di probe passivi.*

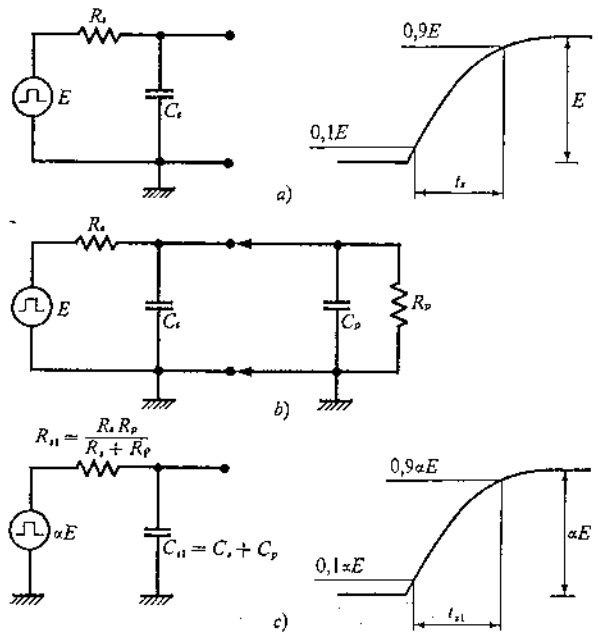
Tipo	*Atten.*	C_p [1]	R_p [1]	*Banda* (MHz)
A) P6053B *Tek.*	×10	9,5 pF	10 MΩ	250
B) P6048 *Tek.*	×10	1 pF	1 kΩ	100

Per chiarire meglio quanto esposto, si prenderà in esame la situazione che si presenta con una sorgente di segnale impulsivo o sinusoidale, con $R_s = 200$ Ω e $C_s = 20$ pF, e si confronteranno i risultati qualora detto segnale venga prelevato con due probe di caratteristiche diverse, quali quelli riportati in tab. 2.3.

Funzionamento impulsivo

Il probe più adatto è quello che altera in modo tollerabile l'ampiezza e il tempo di salita.
Supponendo il gradino originariamente ideale, il gruppo R_sC_s lo modifica introducendo un tempo di salita $t_{s_1} = 2{,}2 \times R_sC_s = 8{,}8$ ns (fig. 2.81.*a*). Applicando il probe per eseguire la misura, la sua resistenza e capacità d'ingresso vengono inserite nel circuito (fig. 2.81.*b*) che può essere ridotto a quello della fig. 2.81.*c*: dalla tabella riportata si vede che ogni tipo di probe introduce una variazione o nell'ampiezza o nel tempo di salita del segnale in esame, o in entrambi [2].
Appare chiaramente che il probe *A* non introduce alcun errore di attenuazione [3], ma soltanto un forte

[1] I valori di R e C si intendono misurati ad una frequenza inferiore a 1 MHz.
[2] Si tenga presente che gli errori introdotti sono sistematici e quindi di segno prevedibile.
[3] Naturalmente resta l'attenuazione $\times 10$ del probe.



PROBE	R_{s1} (Ω)	C_{s1} (pF)	t_{s1} (ns)	α	Δt_s %	ΔE %
A	200	29,5	13	1	+ 48	0
B	167	21	7,7	0,833	(− 16,7)	(− 12)

Figura 2.81. Probe - Funzionamento impulsivo: *a*) risposta del circuito al gradino; *b*) inserzione del probe; *c*) circuito equivalente e modifica introdotta dal probe.

peggioramento del tempo di salita: è quindi consigliabile per misure di ampiezza, ma da scartare per misure di tempi di salita, perché ha una C_p troppo elevata.

Il probe *B* introduce un notevole errore d'ampiezza, mentre per quanto riguarda il tempo di salita, lo fa sembrare migliore di quanto non sia: entrambi gli effetti sono principalmente imputabili al piccolo valore di R_p. Utilizzato, per es., per la misura proposta nella fig. 2.84. ma in regime impulsivo, porterebbe a ritenere le prestazioni di frequenza dell'amplificatore migliori di quelle reali a causa della differenza di resistenza offerta dai punti di prelievo.

È quindi opportuno che il probe scelto presenti una R_p di almeno due ordini di grandezza superiore a quella resistenza e la C_p più piccola possibile.

Funzionamento sinusoidale

Si consideri la stessa sorgente, però con segnale di forma sinusoidale, di ampiezza 1 V, frequenza 10 MHz e gli stessi probe considerati prima.

Occorre tener presente che i valori di R_p e C_p, al crescere della frequenza variano come rappresentato nel diagramma della fig. 2.82. per il probe *A*: a 10 MHz risulta $R_p = 40$ kΩ e $X_p = 1{,}7$ kΩ. Analogamente, da curve simili, per il probe *B* si trae che $R_p = 1$ kΩ e $X_p = 16$ kΩ.

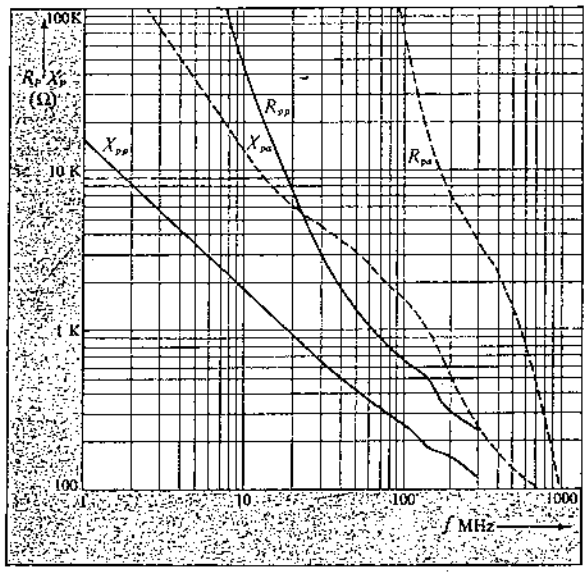
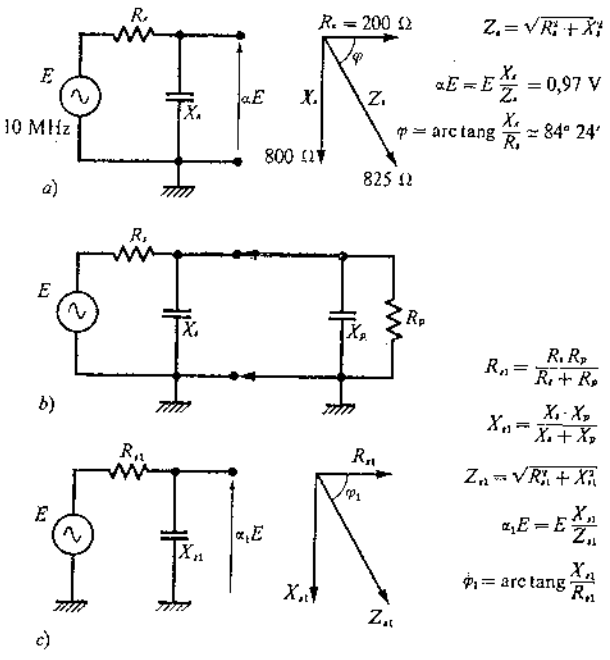


Figura 2.82. Confronto tra tipiche risposte in frequenza di R_p e X_p di probe passivo (R_{pp}; X_{pp}) e di probe attivo (R_{pa}; X_{pa}).



PROBE	R_{s1} (Ω)	X_{s1} (Ω)	α_1	ΔE %	φ_1	$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_1$
A	200	545	0,94	− 0,3	77° 36'	− 6° 48'
B	167	760	0,81	− 16	86° 13'	− 1° 49'

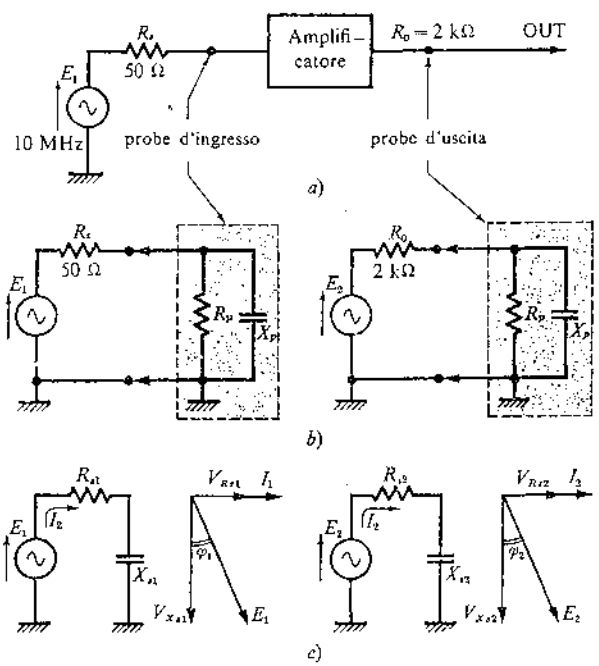
Figura 2.83. Probe - Funzionamento sinusoidale e diagrammi vettoriali: *a*) circuito; *b*) inserzione del probe; *c*) circuito equivalente complessivo.

Prima dell'applicazione del probe, la situazione è quella illustrata nella fig. 2.83.*a*, dalla quale si deduce che l'ampiezza del segnale in uscita dalla sor-

gente è pari al 97% di quella del generatore ideale. Se ora si applica il probe, si perviene al circuito della fig. 2.83.*b*, e da questo al circuito equivalente della fig. 2.83.*c*. In tabella sono riportati i valori che assumono le grandezze del circuito a seconda del tipo di probe utilizzato con i rispettivi errori di ampiezza e di fase nei confronti della situazione senza probe.

Anche nel funzionamento sinusoidale si vede che i probe passivi introducono errori: per il tipo *A* è limitato l'errore di ampiezza, mentre, per quello di tipo *B*, quello di fase. Si conclude quindi che anche in questo caso le prestazioni migliori si otterranno con un probe ad elevata R_p e piccola C_p, ferma restando la fondamentale importanza che il valore dell'impedenza della sorgente assume in tutte queste considerazioni.

A maggior chiarimento, si consideri ciò che avviene in una misura assai frequente come quella del modulo e dell'argomento del guadagno di un amplificatore quando la resistenza della sorgente sia notevolmente diversa da quella in uscita. Lo schema



PROBE	INGRESSO					USCITA					
	R_{i1} (Ω)	X_{i1} (kΩ)	α_1	φ_1	ΔE %	R_{i2} (kΩ)	X_{i2} (kΩ)	α_2	φ_2	ΔE %	$\Delta\varphi$
A $R_p = 40$ kΩ $X_p = 16$ kΩ	50	1,7	1,00	1° 28′	0	1,9	1,7	0,95	48° 10′	5	46° 42′
B $R_p = 1$ kΩ $X_p = 16$ kΩ	47,6	16	0,95	0° 10′	5	0,617	16	0,33	2° 23′	67	2° 13′

Figura 2.84. Influenza del probe sulla misura del guadagno di un amplificatore: *a*) schema circuitale; *b*) circuiti d'ingresso e d'uscita; *c*) circuiti equivalenti d'ingresso e d'uscita.

è allora quello della fig. 2.84.*a*, e per misurare le tensioni di ingresso e uscita ci si servirà di una coppia di probe identici, ponendo a confronto successivamente quelli di tipo *A* e di tipo *B* visti precedentemente. In fig. 2.84.*b* è riportato il circuito completo di misura, nella fig. 2.84.*c* i circuiti equivalenti di ingresso e di uscita, mentre nella tabella sono riportati tutti i risultati dei calcoli.

È facile vedere che utilizzando dei probe tipo *A*, le misure di ampiezza portano ad un errore del 5% sul modulo del guadagno, mentre l'errore sull'argomento è assolutamente inaccettabile (46° 42′).

Con il probe di tipo *B*, la misura del modulo del guadagno è affetta da un errore enorme (cioè 67% + 5% = 72%), mentre l'errore sull'argomento è molto piccolo (2° 13′).

A seconda dei casi si potrà quindi utilizzare il tipo *A* per le misure di ampiezza e il tipo *B* per quelle di fase, oppure passare ad un altro tipo con caratteristiche intermedie.

Concludendo, appare ormai chiaro che anche un particolare apparentemente insignificante come il probe possa intervenire in modo determinante su ciò che appare sullo schermo e inoltre è altrettanto chiaro che non esiste un probe passivo che vada bene in tutte le circostanze.

Oltre a quanto è stato detto in precedenza, si riassumono qui di seguito alcune regole generali per un corretto uso di questo dispositivo:

– verificare, sull'oscilloscopio che si utilizza, la *compensazione* (§ 3.2. del cap. VI);

– prelevare il segnale da osservare nel punto del circuito a minore impedenza;

– utilizzare, per misure di tempo di salita, probe e oscilloscopio con tempi di salita molto minori di quello del segnale, in modo da poterli trascurare;

– se ciò non è possibile, il *tempo di salita* misurato è la radice quadrata della somma dei quadrati di tutti i tempi di salita del sistema.

Probe di tensione attivo

La maggior parte dei difetti rilevati nei probe di tensione passivi vengono eliminati da quelli attivi, soprattutto per quello che riguarda l'elevato valore dell'impedenza d'ingresso e della banda. Accanto a questi vantaggi vi è lo svantaggio di un campo dinamico ristretto.

La struttura di principio di un probe attivo è quella indicata nella fig. 2.85., nella quale appare un inseguitore a FET con carico di 1 kΩ seguito da un inseguitore Darlington a BJT per adattare l'impedenza di uscita a quella caratteristica del cavo. Il massimo segnale d'ingresso raramente supera 1 $V_{p\text{-}p}$ e quindi il campo dinamico è limitato a questo valore. Al termine del cavo un amplificatore serve a riportare ad 1 il guadagno complessivo tra l'uscita e l'ingresso del probe.

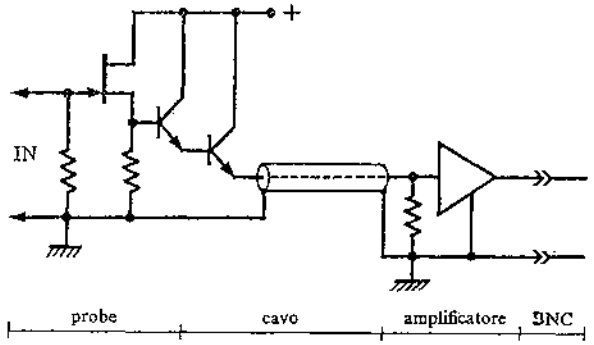


Figura 2.85. Schema di principio di probe attivo.

Il limitato campo dinamico è il principale inconveniente di questi probe, e per eliminarlo:
– se il segnale utile supera il campo dinamico con conseguente distorsione, si ricorre a *puntali di attenuazione* ($\times 10$ o $\times 100$) che si applicano sulla punta del probe e sono costituiti da un gruppo RC parallelo di opportuno valore;
– se il segnale utile è di piccola ampiezza, ma sovrapposto ad una continua che supera il campo dinamico, si può intervenire o con un accoppiamento d'ingresso in ac (ma con conseguente limitazione inferiore della banda passante) oppure con un controllo DC OFFSET, mediante il quale si introduce una polarizzazione regolabile uguale e opposta alla continua del segnale di ingresso.
Le alimentazioni necessarie al funzionamento dei probe attivi vengono fornite dall'oscilloscopio quando ne è prevista la compatibilità, oppure da appositi piccoli alimentatori separati.
Nella tabella 2.4. sono riportati i dati caratteristici del probe ad elevate prestazioni mod. P6201 *Tek*.
Per poter confrontare le prestazioni dei probe attivi con quelle dei probe passivi, si ripeteranno le misure viste a proposito di questi, ricalcando situazioni il più possibile uguali.

Funzionamento impulsivo

Si farà uso della medesima sorgente di segnale (200 Ω; 20 pF) e quindi si farà riferimento alla fig. 2.81., rispetto alla quale varieranno solamente i dati riportati nella tab. 2.5. che, confrontati con quelli della medesima figura, permettono di trarre facili conclusioni:

Tabella 2.5. *Risultati con probe attivo nella misura di fig. 2.81.*

Probe P6201	R_{s_1} (Ω)	C_{s_1} (pF)	α	ΔE (%)	t_{s_1} (ns)	Δt_s (%)
$\times 1$	200	23	1	0	10	13,6
$\times 10$	200	21,5	1	0	9,5	8

le prestazioni sono ottime per quanto concerne le misure d'ampiezza e paragonabili o superiori a quelle ottenibili dai migliori probe passivi nelle misure di tempo di salita. La versione $\times 1$ del probe è senz'altro preferibile, anche se comporta un piccolo aumento dell'errore nella misura del tempo di salita, rispetto a quella $\times 10$ nel caso si abbia a che fare con segnali di piccola ampiezza (ordine del mV).
Va però detto che, nel caso di piccole impedenze della sorgente e di tempi di salita abbastanza lunghi, le prestazioni tra i probe passivi e attivi tendono sostanzialmente ad avvicinarsi, per cui non risulta giustificato l'acquisto di un probe attivo notevolmente più costoso.

Funzionamento sinusoidale

Dall'esame della fig. 2.82. si nota che i valori di R_p e X_p di un probe attivo si mantengono notevolmente al di sopra di quelli dei corrispondenti probe passivi per tutto il campo di frequenza di lavoro. È quindi facilmente intuibile che la loro influenza nelle misure di cui alla fig. 2.83 è praticamente inesistente.
Al crescere della frequenza, mentre le prestazioni dei probe passivi decadono rapidamente, quelle dei probe attivi si mantengono a livelli di precisione molto buoni. Per es. a 50 MHz un buon probe passivo provoca un errore d'ampiezza attorno al 20%, mentre il P6201 ($\times 10$) ne presenta uno del 3%, che ben si accorda col grado di precisione ottenibile in queste misure all'oscilloscopio.
Un ulteriore aspetto favorevole dei probe attivi è che, con la possibilità di funzionare con resistenza d'ingresso dell'oscilloscopio di 50 Ω e con cavo pure da 50 Ω, consente di aumentare la lunghezza di quest'ultimo senza provocare sostanziali effetti perturbatori.

Tabella 2.4. *Caratteristiche di probe attivo.*

P6201 Tektronix	*Atten.*	R_p (kΩ)	C_p (pF)	t_s (ns)	*Limiti d'ingresso*			*Banda* (MHz)
					V max DC + AC *di picco*	*campo dinamico lineare*	*offset* DC	
	$\times 1$	100	3	0,4	± 100	$\pm 0,6$	$\pm 5,6$	900
puntali di attenuazione	$\times 10$	1000	1,5		± 200	± 6	± 56	
	$\times 1000$				± 200	± 60	± 200	

Probe di corrente

Serve per osservare sullo schermo l'andamento della corrente in un ramo del circuito di prova e risulta particolarmente utile in punti ad elevata impedenza nei quali l'utilizzazione di un probe di tensione provocherebbe errori di misura e modifiche al funzionamento del circuito.
Ha una testa in materiale ferro-magnetico nella quale viene fatto passare il conduttore della corrente in esame, che rappresenta l'avvolgimento primario di un trasformatore (fig. 2.86.*a*), e avvolto l'avvolgimento secondario che viene avviato all'ingresso *Y* dell'oscilloscopio.
Una variante assai pratica è quella in cui la testa del probe è suddivisa in due parti che divengono le due ganasce di una pinza che si apre tirando nella direzione della freccia un rilievo posto sul dorso (fig. 2.86.*b*) o in altri modi analoghi: vi è così il vantaggio che non è necessario interrompere il circuito per misurarvi la corrente.
Tra tutti, il probe di corrente è quello che carica meno il circuito: infatti esso vi riflette, in serie, una impedenza costituita da un gruppo parallelo *RL* dell'ordine dell'ohm o sue frazioni ($40\ m\Omega < R < 2\ \Omega$; $L \simeq 5\ \mu H$ per i probe normali; in quelli per elevate correnti questi valori si riducono notevolmente).
Il probe di corrente, connesso direttamente all'oscilloscopio, consente di realizzare delle sensibilità dell'ordine del mA/mV. Se sono necessarie sensibilità maggiori, si interpongono appositi amplificatori, forniti su richiesta assieme al probe, ottenendo così un miglioramento di circa due ordini di grandezza.

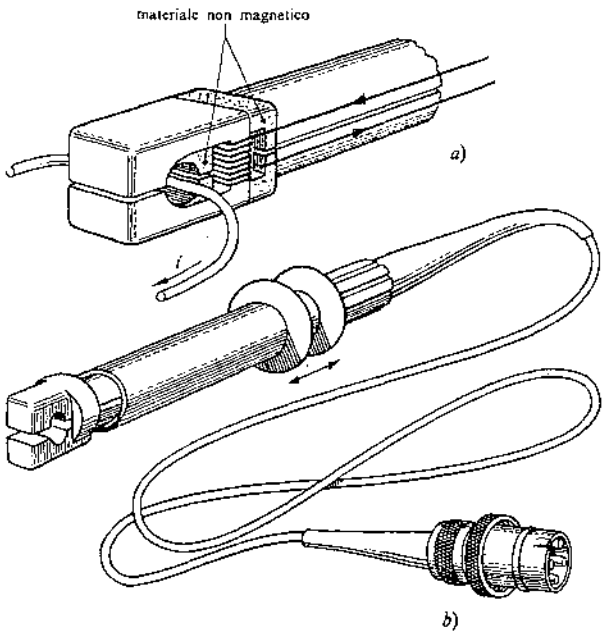


Figura 2.86. Probe di corrente: *a*) particolare; *b*) vista d'assieme. Durante la misura le ganasce devono essere perfettamente serrate in modo da ridurre al minimo il traferro.

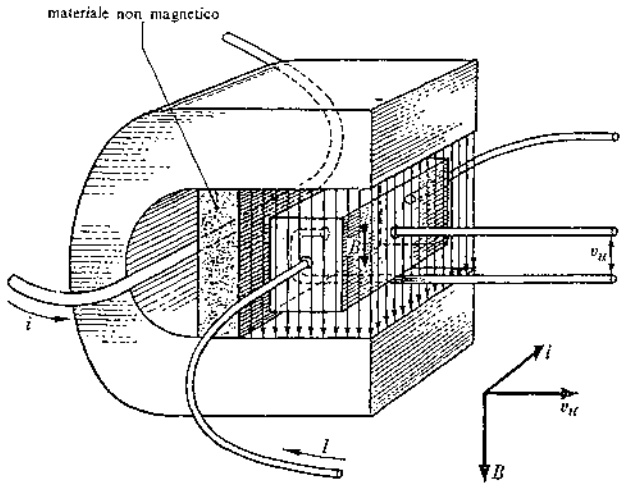


Figura 2.87. Probe ad effetto di Hall. Le linee di forza del vettore *B* sono state riportate, per semplicità, soltanto tutt'attorno al traferro: in realtà sono uniformemente distribuite anche all'interno.

Lo stesso principio di funzionamento fa comprendere come questi probe presentino una frequenza di taglio inferiore, che va dalle decine di Hz alle decine di kHz. La frequenza di taglio superiore invece può passare dalle decine di MHz al GHz.
Per eliminare l'inconveniente della limitazione inferiore della banda, sono stati realizzati dei *probe di corrente ad effetto di Hall.*

Se si sottopone una barretta di materiale semiconduttore estrinseco, percorso da una corrente, ad un campo magnetico ortogonale alla direzione di quella, è possibile rivelare una d.d.p. in una direzione normale al piano individuato dalle direzioni della corrente e del campo magnetico (*effetto di Hall*) (fig. 2.87.). Il valore di questa tensione è proporzionale alla corrente e al campo magnetico.
Nei probe di corrente si sfrutta questo fenomeno, alimentando il materiale semiconduttore con una corrente dc, calibrata e regolabile, e investendolo col flusso provocato dalla corrente che si vuole misurare.

Si ottengono così risposte in frequenza dalla dc a parecchie decine di MHz, e con il loro amplificatore si raggiungono sensibilità analoghe a quelle dell'altro tipo amplificato.
I campi di applicazione dei probe di corrente sono numerosi e fra questi lo studio delle correnti erogate da generatori a carichi completamente o parzialmente capacitivi, il progetto di trasformatori, di motori elettrici e di dispositivi a SCR, nei quali lo studio degli andamenti delle correnti è della massima importanza.
Più attinenti all'elettronica sono le misure riguardanti le prestazioni dei transistori dei quali possono essere studiati gli andamenti delle varie correnti.
Nel caso di *misure differenziali di corrente*, il probe di corrente è adatto allo scopo e presenta elevati CMRR: basta far passare i conduttori percorsi dalle correnti da sottrarre (o anche da sommare, inverten-

done uno) contemporaneamente entro la testa del probe. Non vi sono amplificatori, ma solo flussi che si oppongono (o si rafforzano) e che danno luogo all'immagine voluta sullo schermo.
È altresì facile comprendere come una maggiore sensibilità possa essere ottenuta facendo passare più di una volta il conduttore della corrente in esame all'interno della pinza: la sensibilità cresce di un fattore pari al numero di spire, ma però, proporzionalmente al quadrato di tale numero, cresce anche l'impedenza riflessa in serie al circuito di misura.
Un ulteriore accorgimento nell'uso del probe di corrente è che, tra i vari punti nei quali può essere inserito, conviene scegliere quello in cui l'ampiezza della tensione è minima: in tal modo la perturbazione introdotta dalla capacità parassita tra il circuito e lo schermo che circonda la testa ferromagnetica è minore.

Conclusione

Il probe di corrente non è molto diffuso ed ingiustamente perché i servigi che esso presta in molte circostanze sono impagabili. Inoltre esso risulta complementare ai probe di tensione, questi da usarsi quando è piccola la impedenza della sorgente, quelli quando è grande, se si vogliono misure accurate. Non va poi dimenticato che di tutti i probe è quello che carica di meno il circuito e che quindi provoca i minori errori d'ampiezza e di tempo di salita. È insostituibile quando si voglia studiare l'andamento della corrente erogata su di un carico capacitivo.
In ogni caso un buon probe attivo ed uno di corrente estendono insieme le prestazioni di un oscilloscopio verso campi di misure preclusi ai probe passivi e danno una risposta immediata a problemi altrimenti difficilmente risolvibili.

5. Uso e caratteristiche dell'Oscilloscopio

5.1. Precauzioni

Data la complessità degli oscilloscopi di buone prestazioni, vi sono moltissime cause che possono determinare il fallimento di una misura.
A parte la considerazione che, dopo aver fatto una misura di tipo particolare, prima di abbandonare lo strumento è sempre consigliabile riportarlo nelle condizioni di funzionamento standard in modo che, alla successiva utilizzazione, l'operatore non debba impazzire per riportare lo strumento ad un funzionamento normale, ben più preoccupanti sono quei funzionamenti anomali (non regolazioni) o quelle scelte sbagliate che, pur consentendo lo svolgersi della misura, portano a risultati falsati. È infatti un vizio molto diffuso quello di credere che ciò che appare sullo schermo dell'oscilloscopio sia una rappresentazione fedele del segnale in esame.
Senza avere la pretesa di esaurire qui l'argomento con una elencazione che sarebbe lunga e noiosa, si citano qui di seguito alcune delle situazioni che più spesso si incontrano nella pratica:

scarsa taratura
dei canali verticale e orizzontale (V/div e time/div), con conseguente errore sulle letture di ampiezza e di intervalli di tempo. Si previene questo inconveniente sottoponendo lo strumento a periodiche revisioni, la cui frequenza dipende dalla qualità, dalla tecnica costruttiva dello strumento e dal tempo, ambiente e modo di utilizzazione. In ogni caso è bene che riparazioni e manutenzione siano affidate a specialisti, il che, oltre a dare garanzia di risultato sicuro, si rivela sempre essere il modo più economico;

cattiva scelta del probe
che si riflette in una perturbazione che lo strumento introduce nel circuito di misura: in tal modo il segnale avviato all'oscilloscopio ha caratteristiche diverse da quelle che aveva prima del prelievo, per ciò che riguarda il tempo di salita, l'ampiezza o la fase;

cattiva compensazione del probe
molti errori di valutazione sulla forma d'onda derivano da questa causa, tramite l'accentuazione o l'attenuazione di certe componenti di frequenza del segnale; è bene quindi, prima di dare inizio ad una nuova misura, verificare la compensazione del probe sull'oscilloscopio scelto;

inadeguato tempo di salita dell'oscilloscopio
rispetto a quello del segnale che si vuole esaminare: in tal modo la forma d'onda che appare è falsata per l'attenuazione delle componenti a frequenza più elevata;

diversità dei canali X e Y
nella maggior parte degli oscilloscopi accade che l'amplificatore verticale e quello orizzontale sono diversi sia dal punto di vista del guadagno che della banda; quando si ricorra ad un funzionamento *XY* ciò si traduce in errori nella risposta d'ampiezza e di fase che al più possono essere tollerati solo se la misura avviene a frequenza molto piccola rispetto a quella di taglio superiore. Per

questo motivo, negli oscilloscopi con due canali verticali identici, molto spesso è prevista la possibilità di commutarne uno sulle placche di deflessione orizzontali (pur rimanendo sempre la normale configurazione *XY* con l'HOR. EXT.);

errori di lettura per parallasse

quando il reticolo non sia riportato all'interno dello schermo CRT o per eccessivo spessore della traccia luminosa.

Concludendo, prima di ogni misura occorre conoscere almeno orientativamente le caratteristiche del segnale e della sua sorgente, al fine di operare la scelta più appropriata sia del probe che dell'oscilloscopio, in modo che il loro insieme risulti in un sistema omogeneo quanto a prestazioni. È infatti un non senso utilizzare un oscilloscopio da 50 MHz per misurare un segnale a 20 MHz se però si adotta un probe da 10 MHz!

5.2. Prestazioni e specifiche

Al fine di dare una rappresentazione completa degli argomenti trattati ci si riferirà in particolare ad una struttura mainframe con CRT di tipo a memoria e plug-in di base verticale a doppia traccia, orizzontale con base dei tempi principale e ritardata e infine cassetti campionatori. Si tenga inoltre presente che i dati riportati si riferiscono a modelli di buone prestazioni ma non vanno intesi come valori limite.

MAINFRAME

A seconda del CRT utilizzato vi sono diversi tipi: a fascio singolo, a doppio fascio, a doppio cannone e a memoria. Per evitare inutili ripetizioni si farà riferimento ad un CRT a fascio singolo a memoria.

CRT a memoria a persistenza variabile

Tipo: CRT a memoria che utilizza il fosforo P31 con alluminizzazione e post-accelerazione.

Schermo: (8×10) div con reticolo interno.

Potenziale acceleratore (8,5 kV)

Modi di scrittura: normale (senza memoria), normale (con memoria), FAST (memoria a persistenza variabile). Lunga conservazione dell'immagine col comando STORE.

Velocità di scrittura: normale $> 0{,}2$ *div/μs*, FAST > 100 *div/μs*

Luminosità: normale $> 342{,}6$ *cd/m²*, fast $> 173{,}3$ *cd/m²*

Tempo di memorizzazione: valori espressi per temperatura ambiente di 22 °C:

– *normale, variabile da* > 1 *min* (a normale intensità) *a* > 10 *min* (con luminosità ridotta)

– *fast, variabile da* > 10 *s* (a normale intensità) *a* > 30 *s* (con luminosità ridotta)

Cancellazione: manuale, con pulsante, tempo necessario $\simeq 0{,}5$ *s*

Modulazione esterna dell'intensità:

– *tensione d'interdizione, —5 V*
– *campo di frequenza, dalla continua a 2 MHz*
– *impedenza d'ingresso, 10 kΩ//40 pF*
– *massima tensione d'ingresso, 50 V* (dc+picco ac)

Canale verticale

Larghezza di banda: dalla dc a 60 MHz

Tutte le rimanenti caratteristiche sono dovute al o ai plug-in utilizzati.

Canale orizzontale

Caratteristiche dovute ai plug-in utilizzati.

Calibratore: onda quadra a *1 kHz con 3 μs* di tempo di salita e *10* $V_{p\text{-}p}$ di ampiezza, su di un carico $\geqslant 1$ *MΩ*. Precisione $\pm 1\%$.

CANALE VERTICALE

Larghezza di banda:

è l'intervallo di frequenza entro il quale il costruttore garantisce le prestazioni di frequenza dell'oscilloscopio, e coincide con la banda del plug-in prescelto. È intesa come l'intervallo in cui l'ampiezza della risposta differisce di meno di —3 dB rispetto al valore di centro banda. A seconda del tipo di accoppiamento in ingresso, si ha:

– *accoppiamento DC (dalla continua a 50 MHz)*
– *accoppiamento AC* (da *8 Hz* a *50 MHz*)

Tempo di salita: (< 7 *ns*)

è l'intervallo di tempo necessario alla traccia a portarsi dal 10% al 90% del valore finale quando all'ingresso vi sia applicato un impulso ideale.

Fattore di deflessione (V/div):

è il rapporto tra l'ampiezza del segnale d'ingresso e la corrispondente ampiezza dell'immagine sullo schermo;

– *portate* (da *5 mV/div* a *20 V/div* in dodici scatti con sequenza 1, 2, 5 e precisione del $\pm 3\%$)

– *variazione fine*, provvede alla copertura tra una portata e l'altra, estendendo il fattore di deflessione fino alla portata successiva (fino a *50 V/div*).

Polarità: (*NORMALE* o *INVERTITA*)

riguarda uno solo o entrambi i segnali d'ingresso.

Accoppiamento d'ingresso: (*DC, AC, GND*)

rappresenta le modalità con le quali un segnale viene connesso all'oscilloscopio.

Tensione massima d'ingresso: (in *DC* $\pm$ *350 V* dc + picco ac; in *AC* $\pm$ *600 V* dc)

Impedenza d'ingresso: (1 *MΩ//25 pF*)
è l'impedenza del gruppo RC equivalente che l'ingresso dell'oscilloscopio offre all'esterno.

Modi di ingresso: (*A*, *B*, *A* − *B*, *A* + *B* con CMRR $\geqslant$ *40 dB*, $\geqslant$ *20 dB a 1 MHz*); rappresentano i modi di utilizzazione dei due canali verticali *A* e *B*.

Sorgente del trigger: può essere il canale *A*, il *B* oppure l'*A* + *B*. In CHOP sia l'*A* che il *B*. In ALT è selezionabile il canale *A*, il *B* oppure i due commutati.

CANALE ORIZZONTALE

Base dei tempi principale

Coefficiente di tempo (time/div): è il tempo che impiega il fascio a esplorare una divisione dello schermo in direzione orizzontale:

– *portate* (da *0,1 μs/div* a *1 s/div* in 22 posizioni con sequenza 1, 2, 5 e precisione $\pm$*3%*);

– *variazione fine:* provvede alla copertura tra una portata e l'altra estendendo il coefficiente di tempo a *2,5 s/div*.

Modi di esplorazione:

– *normale*, *INT*, *EXT*, *LINE*;

– *automatico*, in assenza di segnale di ingresso o con frequenza inferiore a *40 Hz*;

– *single sweep*, una sola esplorazione con le modalità di trigger come in *normale*; con reset a pulsante.

Base dei tempi ritardata

Coefficiente di tempo

– *portate* (da *0,1 μs/div* a *50 ms/div* in 18 posizioni con sequenza 1, 2, 5 e precisione $\pm$*3%*);

– *variazione fine*, provvede alla copertura tra una portata e l'altra ed estende il coefficiente di tempo fino a *125 ms/div*.

Intensificazione, di quella parte dell'immagine rappresentata con la base dei tempi principale che verrà poi espansa a tutto schermo con la base dei tempi ritardata.

Ritardo:

– *tempo di ritardo* (*variabile con continuità da 0,1 μs e 10 s*);

– *precisione* ($\pm$*1%* di cui l'errore di linearità è $\pm$*0,2%* e il jitter $\leqslant$*0,005%*).

Mixed: è il modo di rappresentare la prima parte del segnale su comando della base principale e poi, dopo il tempo di ritardo, su comando di quella ritardata.

Modi di trigger

Per entrambe le basi dei tempi:

– *interno*, dipendente dalle caratteristiche del canale verticale;

– *esterno*, dalla *dc* a *50 MHz* con segnale $\geqslant$ *0,5* $V_{p\text{-}p}$; fino a *100 MHz* con segnale $\geqslant$ *1* $V_{p\text{-}p}$;

– *line*, dalla frequenza di rete;

– *level e slope*, in *INT* per qualsiasi punto della forma d'onda rappresentata; in *EXT* continuamente variabile tra $\pm$*3 V*;

– *automatico* (solo con *delay*), trigger alla fine del ritardo scelto;

– *accoppiamento*, *DC*, *AC*, *ACF*, *ACS*;
gli ultimi tre attenuano i segnali trigger rispettivamente sotto i *20 Hz*, *i 15 kHz* e sopra i *30 kHz*.

CAMPIONATORE - Canale verticale

Modi di ingresso (*A*, *B*, *A* e *B ALT*, *A* $\pm$ *B*, *A in funzione di B*).

Larghezza di banda (dalla *dc* a *1 GHz*)
determinata comunque dalle teste di campionamento e arriva fino a *18 GHz*.

Tempo di salita ($<$ *350 ps*).

Risposta agli impulsi (sovraelongazioni ... perturbazioni varie) ($\pm$*5%* *o* *3* $mV_{p\text{-}p}$ nel modo di funzionamento normale).

Fattore di deflessione:

– *portate* (da *2 mV* a *200 mV* in 7 posizioni con sequenza 1, 2, 5 e precisione $\pm$*3%*);

– *variazione fine*, provvede alla copertura tra una portata e l'altra ed estende il fattore di deflessione a *meno di 1 mV*.

Campo dinamico ($<$ *1,6* $V_{p\text{-}p}$)
è l'intervallo entro il quale si deve mantenere l'ampiezza del segnale d'ingresso per non superare le contro-polarizzazioni dei diodi del gate di campionamento, altrimenti ha luogo un funzionamento anomalo.

DC offset (campo di posizionamento) ($\pm$*1 V*)
è una tensione continua di valore e polarità opportuni che elimina gli effetti di una eventuale componente continua del segnale d'ingresso, in modo tale da poter rappresentare con grande sensibilità piccoli segnali sovrapposti a livelli dc.

Massimo segnale d'ingresso (*dc* + *segnale ac di picco 5 V*).

Impedenza d'ingresso ($50\ \Omega \pm 2\%$)

è determinata dalla testa di campionamento.

Rapporto d'onda stazionaria (SWR) ($< 1{,}1$ *a* $300\ MHz$ e cresce a $1{,}5$ *a* $< 1\ GHz$).

Coefficiente di riflessione ($< 6\%$)

è il rapporto ϱ tra l'onda riflessa e quella incidente (vedi TDR).

Rumore casuale:

– *normale* ($< 2\ mV$) (misurato tra il 50% e l'80% dello schermo);

– *filtrato (SMOOTH):* lo riduce di un rapporto 2:1 nelle portate più basse.

Isolamento tra i canali (*40 dB* con segnali all'ingresso con 350 ps di tempo di salita).

Differenza di tempo tra i canali ($< 100\ ps$).

Sorgenti di trigger (*interna dal canale A o esterna*).

CAMPIONATORE - Canale orizzontale

Modi di esplorazione: ripetitivo, single, manuale, esterno.

Base dei tempi principale

Coefficiente di tempo:

– *portate* (da *10 ns/div* a *50 µs/div* in 13 posizioni con sequenza 1, 2, 5 e precisione $\pm 3\%$);

– *espansione delle portate* ($\times 100$ nelle 7 posizioni inferiori fino a *100 ps/div*); se il mainframe ha magnificatore $\times 10$ si arriva a *10 ps/div*;

– *variazione fine* (in rapporto 1:2,5 in tutte le portate ed espande quindi la minore fino a *40 ps/div*).

Base dei tempi ritardata

Coefficiente di tempo:

– *portate* (da *100 ps/div* a *100 µs/div* in 11 posizioni con sequenza 1, 2, 5 e precisione $\pm 3\%$);

– *variazione fine* (come sopra).

Trigger

Sorgente: INT dal canale *A* verticale o EXT

– *trigger interno*, impulsi di $50\ mV_{p\text{-}p}$ *o più* con tempi di salita di $1\ \mu s$ o meno;

– *trigger esterno*, ingresso a $50\ \Omega$, accoppiato in AC ($2\ V_{p\text{-}p}$) *50 V* DC massimi. Necessita di impulsi di *10 mV* o più con tempi di salita di $1\ \mu s$ o meno; sinusoidi di $10\ mV_{p\text{-}p}$ o più con frequenza compresa tra 150 kHz e 100 MHz.

Modi di trigger: il riconoscimento del trigger può essere fatto avvenire ad ogni livello (LEVEL) di tensione prescelto tra ($+0{,}5$ *e* $-0{,}5$) *V* sulla pendenza positiva (SLOPE+) o negativa (SLOPE—) del segnale trigger:

– *automatico*, serve per piccoli segnali o in assenza di segnali trigger: impulsi di campionamento vengono generati automaticamente a bassa frequenza in modo che vi sia in ogni caso una immagine sullo schermo;

– *Hold-off*, con questo comando si varia la durata dell'intervallo nel quale non può avvenire riconoscimento del trigger. La variazione è di *5:1*. È molto utile quando si vogliano rappresentare parole numeriche (*digital words*) con segnale trigger costituito da impulsi binari;

– *HF sync:* per sinusoidi con frequenza compresa tra *100 MHz* e *1 GHz* e ampiezze di $10\ mV_{p\text{-}p}$ *o più* provenienti dall'EXT e ampiezza di $50\ mV_{p\text{-}p}$ *o più* dall'INT.

6. Registratori

È piuttosto frequente che, di un fenomeno che si evolve nel tempo o, più in generale, di una grandezza che varia in funzione di un'altra, si voglia conservare l'immagine indefinitamente, per poterla studiare con comodo o per averla a disposizione, qualora se ne abbia la necessità in un secondo tempo.
Il fenomeno registrato può essere elettrico (per es. una tensione o una corrente) oppure di qualsiasi altra natura, purché possa essere riportata a quella elettrica tramite un opportuno trasduttore.

Oltre alla possibilità, già accennata, di fotografare lo schermo di un oscilloscopio, ve ne sono altre che richiedono l'uso di strumenti, *i registratori*, appositamente concepiti.
Senza voler approfondire l'argomento, che è un poco marginale rispetto agli scopi di questo libro, si prenderanno qui in esame brevemente i tipi che sono di uso più generalizzato, e cioè:

– *il registratore a carta scorrente*;

– *il registratore XY*.

6.1. Registratori a carta scorrente

Servono per la registrazione di *fenomeni che variano in funzione del tempo* abbastanza lentamente e per la cui osservazione occorrono quindi lunghi periodi. L'andamento viene tracciato da una penna su di una striscia di carta millimetrata che è tenuta in movimento a velocità costante (e quindi con spostamento proporzionale al tempo) in direzione perpendicolare a quella lungo la quale si sposta la penna (fig. 2.88.*a*).

Principio di funzionamento

Dovrà necessariamente essere un dispositivo elettromeccanico, poiché in esso si deve realizzare la conversione di una grandezza elettrica in uno spostamento ad essa proporzionale.
Un tipo molto semplice di registratore a carta scorrente è quello che utilizza uno strumento a bobina mobile, il cui indice termina con la penna scrivente. Naturalmente le prestazioni sono modeste, in quanto, per il proprio funzionamento, preleva energia dal circuito in osservazione: quindi limitando questa l'equipaggio risulta poco pronto a rispondere a brusche variazioni.
Miglioramenti si sono ottenuti anteponendo al dispositivo descritto un preamplificatore che provvede in proprio a fornire l'energia richiesta dall'equipaggio mobile. Talvolta si preleva da quest'ultimo un segnale dipendente dalla sua posizione, in modo da poter chiudere un anello di retroazione che provvede al corretto posizionamento. Si arriva così sino a risposte dell'ordine dei 100 Hz, ma naturalmente con costi più elevati.
Un altro inconveniente inerente a questo tipo di struttura è che a carta ferma (cioè per t = costante), il luogo descritto dalla penna è un arco di circonferenza e non una retta perpendicolare all'asse dei tempi. Ciò si traduce in una deformazione della forma d'onda, nella necessità di far uso di carte con coordinate curvilinee, a meno che non si ricorra a particolari cinematismi che riducono questo difetto, ma richiedono maggiore energia ed aumentano la complessità ed il costo.

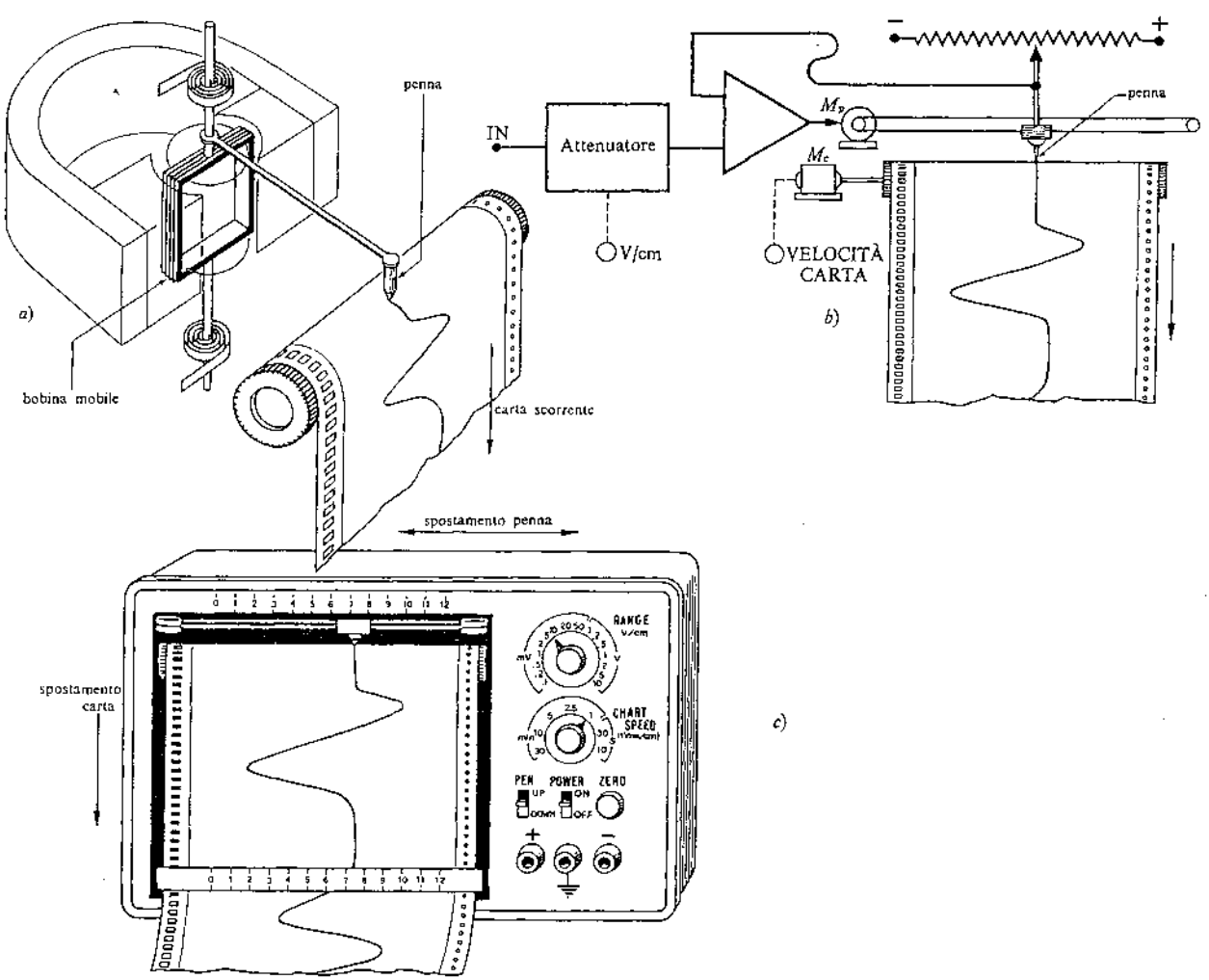


Figura 2.88. Registratore a carta scorrente: *a*) a bobina mobile; *b*) tipo servoassistito (M_p = motore della penna; M_c = motore della carta); *c*) vista frontale.

I migliori risultati si ottengono allora rinunciando alla struttura a bobina mobile e ricorrendo invece ad un registratore servoassistito, detto anche *servoregistratore* (fig. 2.88.*b*).
Il segnale da registrare viene avviato ad un attenuatore e di qui ad un amplificatore d'errore che pone in movimento il motore (M_p) che posiziona la penna. Questa ha movimento rettilineo, è solidale con il cursore di un potenziometro che, essendo alimentato da una tensione di riferimento, ha funzione di rivelatore di posizione. La tensione rilevata va pure addotta all'ingresso dell'amplificatore.
Si comprende quindi che il motore di posizionamento della penna rimane in movimento finché la tensione di ingresso (di errore) dell'amplificatore non si annulla, cioè finché la penna non è nella posizione voluta.
Alla precisione del posizionamento contribuisce l'elevato guadagno dell'amplificatore. L'errore di posizionamento, in realizzazioni accurate, è inferiore allo spessore della traccia della penna.
Esistono anche registratori per registrare più di un segnale contemporaneamente ed in tal caso le varie penne tracciano curve di colori diversi.
La sensibilità viene regolata agendo sull'attenuatore. Come si vede nella fig. 2.88.*c*, vi è pure un comando di ZERO, con il quale si può disporre l'origine dell'asse delle tensioni ad una delle due estremità della carta oppure in qualsivoglia posizione intermedia: ciò è ottenuto variando i valori delle tensioni applicate alle estremità del potenziometro posizionatore.

6.2. Registratori XY

Vengono utilizzati per *registrare l'andamento di una grandezza Y in funzione di un'altra X in coordinate cartesiane ortogonali*. In essi (fig. 2.89.) la carta non si muove, mentre è la penna che si sposta:
– lungo il braccio verticale (spostamento Y);
– assieme al braccio in direzione orizzontale (spostamento X).

Principio di funzionamento

I due canali Y e X, ai quali vengono addotti dall'esterno i due segnali, hanno struttura uguale a quella indicata in fig. 2.88.*b*: sono cioè costituiti da un attenuatore regolabile, da un amplificatore d'errore, da un motore di posizione, da un potenziometro rivelatore di posizione, il tutto in una struttura ad anello di reazione.
Talvolta è pure contenuto, o viene offerto a parte, un generatore di dente di sega, il cui segnale, applicato all'asse X, simula la grandezza tempo in modo

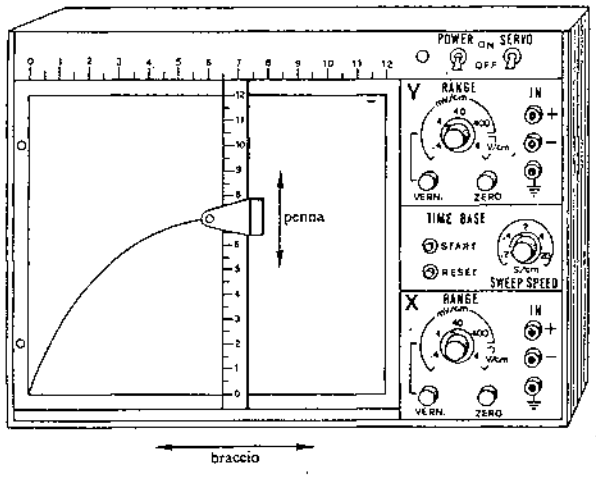


Figura 2.89. Registratore *XY*.

esattamente uguale a quanto avviene negli oscilloscopi nel funzionamento con la base dei tempi.

6.3. Sistema scrivente

Esiste tutta una serie di sistemi scriventi penna-carta che sono adottati nei registratori. Alcuni di questi sono in uso prevalentemente in quelli a carta scorrente, altri in quelli *XY*. Tuttavia non vi sono regole rigide al riguardo.
I sistemi più comuni sono:

– *penna a inchiostro*, che defluisce per caduta o a pressione. Consente un'ampia scelta della velocità di registrazione per il piccolo attrito tra penna e carta. Quest'ultima non deve possedere particolari caratteristiche e quindi è poco costosa. Recentemente sono state utilizzate penne a sfera o ancor meglio a fibra, che presentano caratteristiche simili a quelle ad inchiostro, ma con minori inconvenienti (non s'intasano, non provocano macchie).

– *penna riscaldata su carta a cera*; la carta è nera ed è ricoperta da un sottile strato di cera bianca: la punta scrivente vi lascia una traccia ad elevato contrasto. È un sistema più costoso per via della carta speciale, ma molto affidabile.

– *penna elettrica*; richiede una carta speciale sulla quale vi è un sottile strato conduttore attraverso il quale defluisce corrente dalla penna. Il punto di contatto penna-carta subisce un mutamento (diviene di colore più scuro). La carta è notevolmente costosa, ma il metodo consente un ampio campo di velocità, basso attrito e lunga vita della penna.

– *fascetto luminoso su carta fotosensibile*: è il metodo più indicato per registrare segnali rapidamente variabili con rappresentazioni di grandi dimensioni. Tuttavia è molto costosa e non dà immediatamente l'immagine registrata, in quanto la carta va sviluppata come una pellicola fotografica.

6.4. Prestazioni e specifiche

Registratore a carta scorrente

Portate (da 1 mv a 100 V in 11 scatti con sequenza 1 - 2 - 5 - 10 e fine che li ricopre)

È il comando che regola la sensibilità del registratore e fa capo all'attenuatore d'ingresso.

Tipo d'ingresso (riferito a massa e fuori massa)

I registratori migliori debbono poter funzionare con una sorgente fuori massa, cioè con nessuno dei due morsetti ad essa collegato (*floating*). In tal caso sono provvisti di *guardia* con relativo morsetto all'esterno.

Resistenza d'ingresso (1 MΩ costante in tutte le portate)

Vi sono registratori che hanno come sorgente abituale di segnale termocoppie e di conseguenza presentano resistenze d'ingresso basse (qualche centinaio di ohm); ma quelli per scopi generali l'hanno più elevata, dal kΩ ai MΩ.

Massima resistenza della sorgente (10 kΩ)

È il valore limite al di sopra del quale il costruttore non garantisce il mantenimento delle specifiche.

NMR (> 40 dB con rete a 50 Hz)

CMR (> 120 dB per la dc e > 100 dB per la ac)

Precisione (±0,2% del f.s., comprensiva di linearità e dead band *a 25 °C, con coefficiente di temperatura ±0,01%/°C).*

Questa specifica dipende notevolmente dalla tecnica costruttiva; se si è usato il sistema servoassistito, è migliore e può valere una frazione di %; nel caso del tipo a bobina mobile, al massimo è del (2÷5)%.

Sensibilità (dead band) *(0,1% del f.s.)*

È la più piccola variazione che viene registrata.

Tempo di risposta (< 0,5 s)

Detto anche *velocità di registrazione*, è il tempo che impiega la penna a portarsi da un'estremità all'altra della carta quando in ingresso sia stato applicato un segnale a gradino ideale di ampiezza adeguata. Serve a caratterizzare la prontezza a rispondere a brusche variazioni della grandezza in esame. Si noti però che per molte applicazioni è preferibile un registratore non troppo pronto: in tal modo non vengono rilevate brusche variazioni insignificanti (rumore, disturbi della rete, ecc.).

Overshoot (< 2% del f.s.)

Velocità della carta (2,5 - 5 - 10 - 15 cm/min; 2,5 - 5 - 10 - 15 cm/h)

Precisione della velocità della carta (±0,08% + + la precisione della rete)

Condizioni ambientali ((0 ÷ 55) °C; umidità (a 40 °C) < 95%)

Registratore XY

Portate ((0,4 - 4 - 40 - 400) mV/cm e 4 V/cm)

Tipo di ingressi (riferiti a massa o fuori massa; guardia)

Resistenza d'ingresso (~ ∞ per 0,4 mV/cm all'equilibrio; 100 kΩ per 4 mV/cm; 1 MΩ per le altre)

NMR (> 30 dB con rete a 50 Hz)

Massima resistenza della sorgente (20 kΩ)

Precisione (±0,2% del f.s.)

Slewing speed (50 cm/s con rete a 220 V)

È l'attitudine dello strumento a registrare segnali di grande ampiezza rapidamente variabili.

Accelerazione (> 3200 cm/s²)

È l'attitudine a seguire piccole e rapide variazioni del segnale d'ingresso.

CMR (> 100 dB per la dc; > 90 dB per la ac; con (+ 10 ÷ + 40) °C e (0 ÷ 80)% di umidità)

Velocità di esplorazione della base dei tempi (0,2 - 0,4 - 2 - 4 - 20 s/cm).

Bibliografia

Oliver B. e Cage J., *Electronic Measurements and Instrumentation*, McGraw-Hill, 1971.
Coombs C. F., *Basic Electronic Instrument Handbook*, McGraw-Hill, 1972.
Colucci M., *Elettronica Generale*, vol. 1°, Cedam, 1973.
Golding J. F., *Measuring Oscilloscopes*, Iliffe, 1971.
Schiaffino P., *Misure Elettroniche*, Best, 1976.
Bernardi P. e Reali P., *Misure e Strumenti Elettronici*, Siderea, 1976.
Giometti R. e Frascari F., *Laboratorio di Misure Elettroniche*, Calderini, 1976.

Talens J. J., « The Dual-Trace 50 MHz Oscilloscope - Philips », *Electronic Measuring and Microwave Notes n. 3*, 1969.

Kolar R. H., « Variable Persistence Increases Oscilloscope's Versatility », *Electronics*, 29 novembre 1965.
Kolar R. H., « New Instruments: Three Kinds of Storage », *Tekscope*, luglio 1972.
Van Harrison, «An Easy-to-Use Variable Persistence Storage Oscilloscope», *Hewlett-Packard Journal*, settembre 1976.
Andrews G., « A 1000 cm/μs Storage Oscilloscope », *Tekscope*, marzo 1974.
Roger J. e Hawken K., « A Big Step Forward for Direct-View Storage », *Tekscope*, n. 1, 1977.
« Product Focus: Oscilloscopes », *Electronic Engineering*, febbraio 1976.
« CRT Readout: Nicety of Necessity? », *Tekscope*, n. 1, 1977.
Stock R., « Using Your Oscilloscope Probe », *Tekscope*, nn. 2 e 3, 1974.
Farnback W., « A Scrutable Sampling Oscilloscope », *Hewlett-Packard Journal*, novembre 1971.

Tektronix, *Cathode Ray Tubes - Circuit Concepts*, 1967.
Tektronix, *Oscilloscope Trigger Circuits - Circuit Concepts*, 1969.
Tektronix, *Storage CRT and Circuits - Circuit Concepts*, 1969.
Philips, *The Sampling Oscilloscope in Theory and Practice.*
Tektronix, *Sampling Oscilloscope Circuits - Circuit Concepts.*

Hewlett-Packard, *Electronic Instruments and Systems Catalog*, 1977.
Tektronix, *Products Catalog*, 1975.

Tektronix, *Type 502A Dual-Beam Oscilloscope Instruction Manual*, 1963.
Hewlett-Packard, *Mod. 182A - 1821A - 1801A Operating and Service Manual*, 1970, 1968, 1971.
Tektronix, *Type 1S2 Sampling Unit Instruction Manual.*

Capitolo III. Studio dei segnali nel dominio della frequenza

1. Principi teorici

1.1. Generalità

In questo capitolo verranno studiati i segnali nel dominio della frequenza, ossia considerando la frequenza come variabile indipendente. Occorre, a tal fine, inquadrare il problema dal punto di vista teorico, fornire un cenno dei principi che stanno alla base di tale studio e passare poi ad un esame degli strumenti più comuni che consentono di eseguire questa analisi.
Sembra utile, a questo punto, sottolineare che i segnali nei quali ci si può imbattere possono essere:

– *segnali semplici*: sono i segnali sinusoidali ideali;

– *segnali complessi*: qualunque segnale di forma non rigorosamente sinusoidale.

I primi godono di una importante ed unica proprietà: sono i soli segnali monofrequenziali.
Tutti gli altri, non importa se hanno andamento in funzione del tempo molto simile a quello sinusoidale o completamente differente, vengono detti complessi proprio perché possono essere considerati il risultato della sovrapposizione di tanti segnali semplici (sinusoidi) di opportune ampiezze, frequenze ed opportunamente sfasati tra di loro.
Ogni segnale può essere analizzato, come in fig. 3.1.: se ne può cioè individuare il contenuto in frequenza,

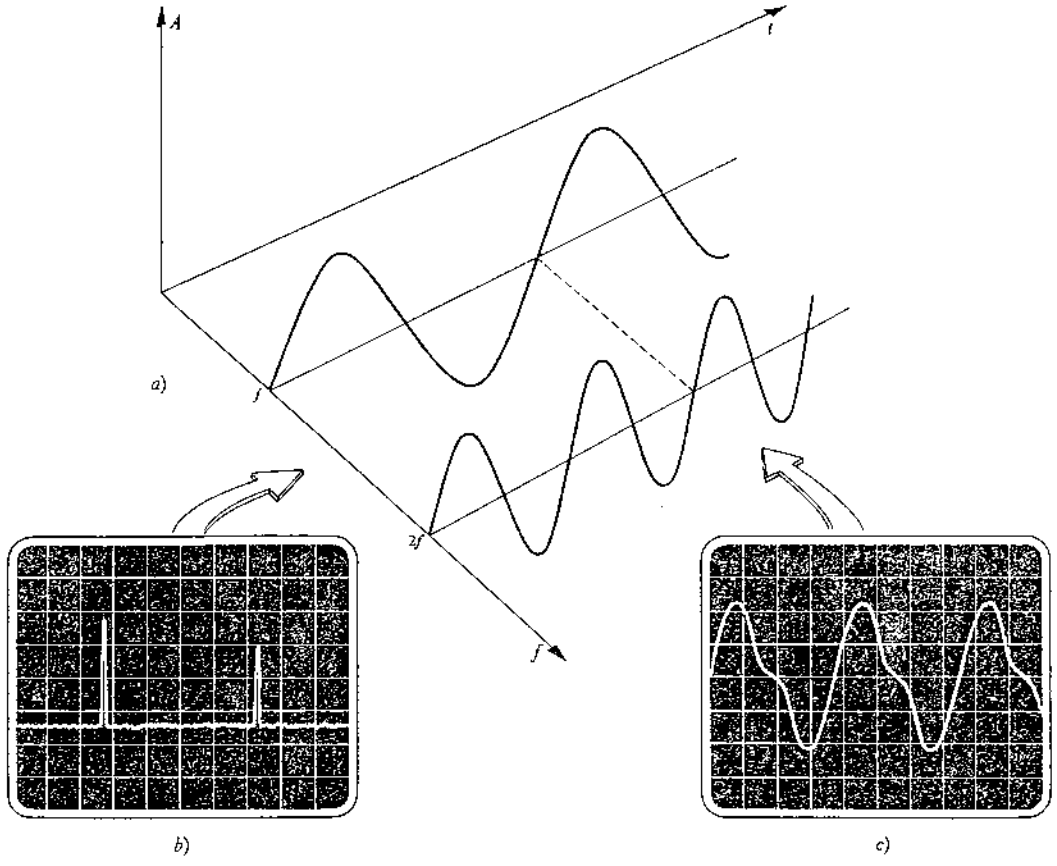


Figura 3.1. Segnale costituito da una fondamentale e da una seconda armonica: *a*) rappresentazione a tre dimensioni delle sinusoidi componenti; *b*) immagine sull'analizzatore di spettro per lo studio nel dominio della frequenza; *c*) immagine all'oscilloscopio per lo studio nel dominio del tempo.

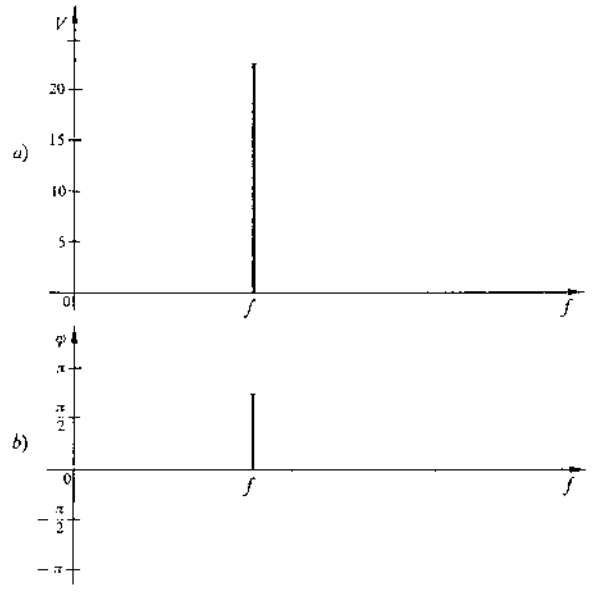


Figura 3.2. Spettri di segnale sinusoidale: *a*) di ampiezza; *b*) di fase.

misurando tutte le componenti semplici che lo costituiscono. Il risultato di questo studio porta a due diagrammi cartesiani con in ascisse la frequenza ed in ordinate le ampiezze e le fasi delle singole componenti: si chiamano quindi rispettivamente *spettro di ampiezza* e *spettro di fase*.
L'esempio più semplice lo avremo se si considera un segnale sinusoidale

$$v = V \operatorname{sen}(\omega t + \varphi)$$

nel quale V è l'ampiezza, $f = \omega/2\pi$ è la frequenza

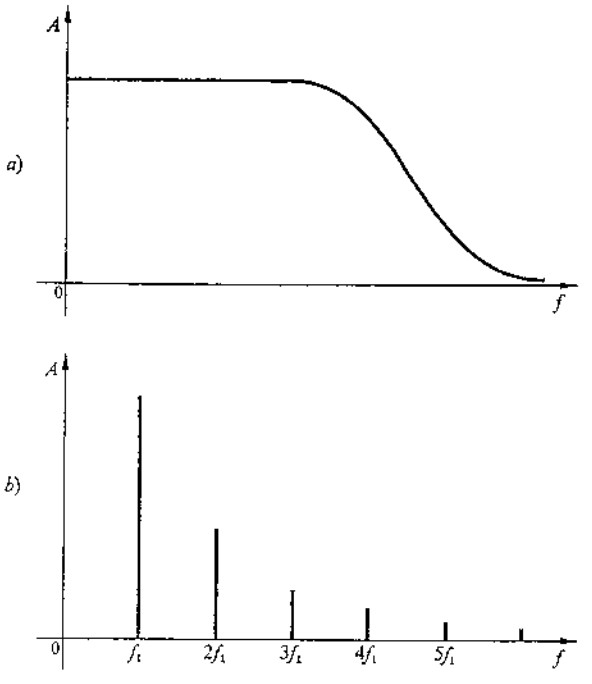


Figura 3.3. Spettri d'ampiezza: *a*) continuo (es. rumore termico); *b*) discreto (segnale periodico).

e φ è la fase rispetto ad un riferimento. I due spettri di cui si è detto sono riportati in fig. 3.2.
Gli spettri dei segnali complessi possono essere continui o discreti (fig. 3.3.). Quest'ultimi sono caratteristici di una famiglia molto importante di segnali: quelli periodici.
È bene chiarire subito che l'andamento in funzione del tempo o *forma* del segnale dipende direttamente da ciascuno dei segnali componenti: qualora uno di questi venga in qualche modo a modificarsi, si modificherà anche la forma del segnale complesso.

1.2. Teorema di Fourier

Fourier, con il teorema che porta il suo nome, ha mostrato che le funzioni periodiche presentano spettri discreti, cioè formati da righe distinte. L'enunciato di questo teorema è il seguente:

una funzione periodica $f(t)$ di periodo T, purché integrabile, è esprimibile con una serie del tipo:

$$f(t) = A_0 + \sum_1^\infty{}_n C_n \operatorname{sen}(n\omega t + \varphi_n) \qquad (3.1.)$$

ovvero può essere considerata la somma di un termine costante e di tante sinusoidi, delle quali la prima ha frequenza $f = \omega/2\pi = 1/T$ (fondamentale) e le successive con frequenze multiple, $2f$ (seconda armonica), $3f$ (terza armonica), ...

Sviluppando il seno che compare nella (3.1.) si perviene alla:

$$f(t) = A_0 + \sum_1^\infty{}_n (A_n \cos n\omega t + B_n \operatorname{sen} n\omega t) \qquad (3.2.)$$

ove si è posto:

$$A_n = C_n \operatorname{sen}\varphi_n\,, \qquad B_n = C_n \cos\varphi_n$$

e, al contrario, (3.3.)

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}\,, \qquad \varphi_n = \operatorname{arctang} A_n/B_n\,.$$

I coefficienti A_0, A_n, B_n si possono calcolare con le formule:

$$A_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,\mathrm{d}t \qquad (3.4.)$$

$$A_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos n\omega t\cdot \mathrm{d}t \qquad (3.5.)$$

$$B_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\operatorname{sen} n\omega t\cdot \mathrm{d}t \qquad (3.6.)$$

con $n = 1, 2, 3, \ldots$.

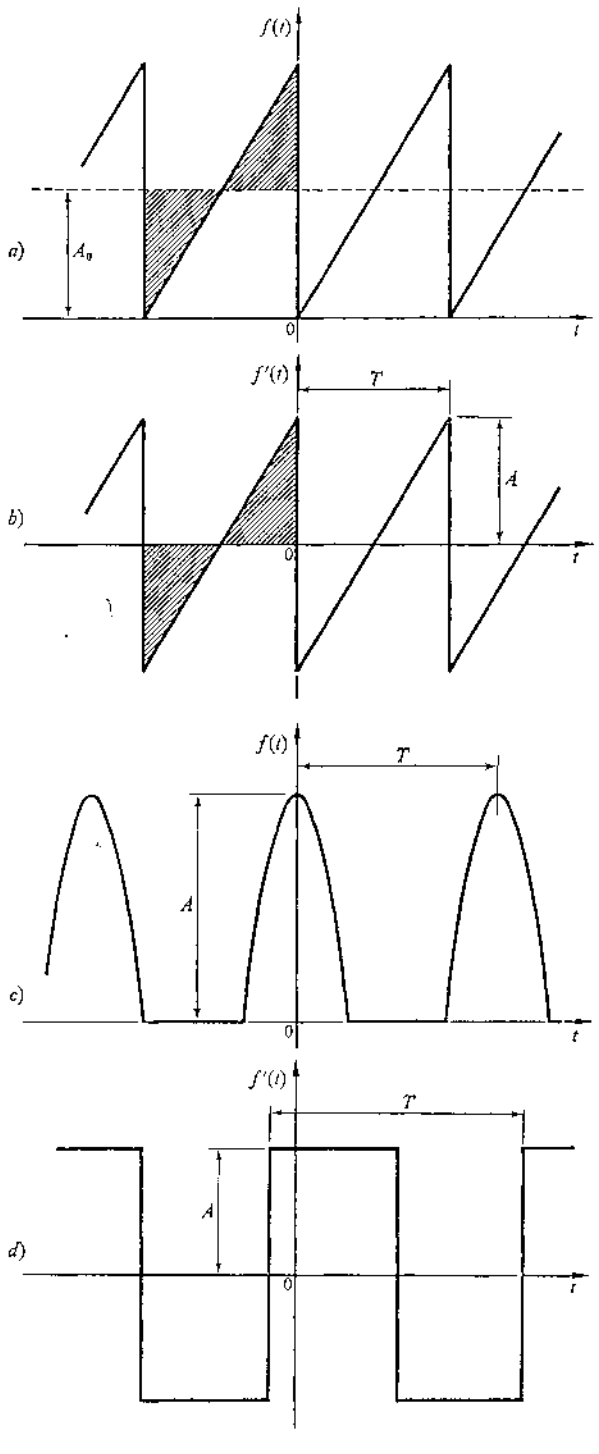


Figura 3.4. Esempi di funzioni con particolari simmetrie: *a*) $f(t)$ a dente di sega; *b*) $f'(t)$ alternativa, ottenuta dalla precedente eliminando il valor medio A_0 (funzione dispari); *c*) semionde di sinusoide (funzione pari); *d*) funzione contenente soltanto armoniche dispari (le semionde negative, ribaltate e traslate di $T/2$, ricoprono esattamente quelle positive).

Gli estremi di integrazione sono arbitrari, purché l'intervallo delimitato sia T.

A_0, come appare chiaramente dalla (3.4.), rappresenta il *valor medio* della $f(t)$. I coefficienti A_n e B_n sono ampiezze e quindi grandezze sostanzialmente positive.

Alcuni di questi coefficienti potranno talvolta essere nulli come conseguenza di particolari caratteri di simmetria della forma di $f(t)$.

1.3. Simmetrie particolari

Il calcolo dei coefficienti della serie di Fourier è spesso lungo e laborioso. Talvolta è però possibile semplificarlo tenendo conto di particolari proprietà (simmetrie) del segnale che si analizza.

Indicando con $f'(t)$ la funzione che si ottiene da $f(t)$ eliminandone il valor medio (fig. 3.4.*a*, *b*), potranno verificarsi alcuni casi:

a) se la funzione è alternativa (ovvero a valor medio nullo) sarà $A_0 = 0$ (fig. 3.4.*b*);

b) se per valori uguali ed opposti dell'ascissa i valori corrispondenti della $f'(t)$ sono uguali ed opposti, ovvero se $f'(t) = -f'(-t)$, la funzione si dice *dispari* (fig. 3.4.*b*), e si dimostra che *tutti i coefficienti A_n sono nulli*;

c) se per valori uguali ed opposti dell'ascissa i valori corrispondenti della $f(t)$ sono uguali, ovvero se $f(t) = f(-t)$, la funzione si dice *pari* (fig. 3.4.*c*), e si dimostra che *tutti i coefficienti B_n sono nulli*;

d) se la $f'(t)$ ha semionda negativa che, ribaltata al di sopra dell'asse delle ascisse e traslata di $T/2$ si sovrappone esattamente alla semionda positiva, cioè se è $f'(t) = -f'(t - T/2) = -f'(t + T/2)$, si dimostra che *sono nulli tutti i coefficienti A_n e B_n con n pari*, cioè *la serie ha solo armoniche dispari*: nella fig. 3.5. questa condizione non si verifica.

1.4. Esempi

Per meglio chiarire i concetti espressi nei paragrafi precedenti, si mostra come procede il calcolo degli sviluppi in serie di alcune funzioni periodiche di particolare interesse.

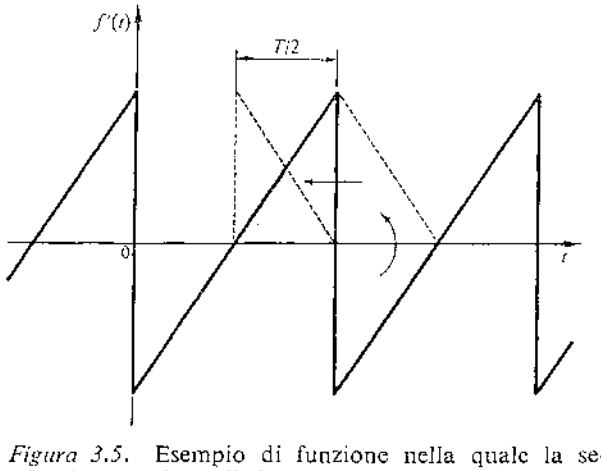


Figura 3.5. Esempio di funzione nella quale la semionda negativa, ribaltata e traslata di $T/2$, non si sovrappone a quella positiva.

a) *Dente di sega*

Si consideri la funzione rappresentata in fig. 3.4.*b*. Tra gli estremi 0 e T essa è esprimibile con:

$$f'(t) = k_1 t + k_2 .$$

Trattandosi di una funzione dispari, basta calcolarne i coefficienti B_n. Quindi dalla (3.6.):

$$B_n = \frac{2}{T}\int_0^T (k_1 t + k_2)\,\mathrm{sen}(n\omega t)\cdot \mathrm{d}t =$$

$$= \frac{2k_1}{T}\int_0^T t\,\mathrm{sen}(n\omega t)\cdot \mathrm{d}t + \frac{2k_2}{T}\int_0^T \mathrm{sen}(n\omega t)\,\mathrm{d}t$$

ma essendo il secondo integrale nullo, si avrà:

$$B_n = \frac{2k_1}{n^2\omega^2 T}\int_0^{n\omega T} (n\omega t)\,\mathrm{sen}(n\omega t)\cdot \mathrm{d}(n\omega t) =$$

$$= \frac{2k_1}{n^2\omega^2 T}\int_0^{n2\pi} x\cdot \mathrm{sen}\,x\,\mathrm{d}x$$

dove si è posto $n\omega t = x$. Ma poiché

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}(x\cos x) = \cos x - \mathrm{sen}\,x ,$$

integrando ambo i membri, si ottiene:

$$[x\cos x]_0^{n2\pi} = \int_0^{n2\pi}\cos x\,\mathrm{d}x - \int_0^{n2\pi} x\,\mathrm{sen}\,x\,\mathrm{d}x .$$

Il primo di questi due integrali è nullo, e quindi

$$B_n = -\frac{2k_1}{n^2\omega 2\pi}[x\cos x]_0^{n2\pi} =$$

$$= -\frac{2k_1}{n^2\omega 2\pi}\cdot n\cdot 2\pi = -\frac{2k_1}{n\omega} .$$

Se poi si considera che $k_1 = 2A/T$, si potrà scrivere:

$$B_n = -\frac{2}{n\omega}\cdot\frac{2A}{T} = -\frac{2A}{n\pi} .$$

Concludendo si avrà:

$$f'(t) = -\frac{2A}{\pi}\left(\mathrm{sen}\omega t + \frac{1}{2}\mathrm{sen}2\omega t + \frac{1}{3}\mathrm{sen}3\omega t + \ldots\right). \quad (3.7.)$$

Se la funzione fosse invece quella di fig. 3.6.*a*, si avrebbe

$$f(t) = A + f'(t)$$

il cui spettro di ampiezza è riportato nella fig. 3.6.*b*.

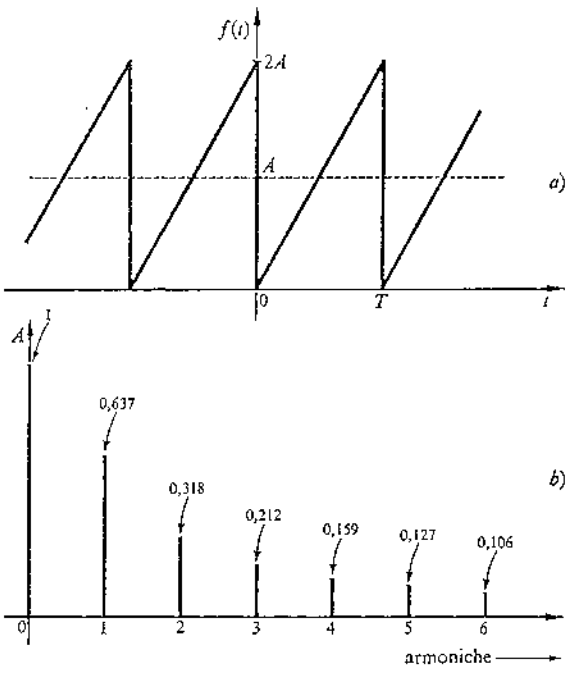


Figura 3.6. Segnale a dente di sega non alternativo: *a*) andamento in funzione del tempo; *b*) spettro d'ampiezza nell'ipotesi di $A = 1$.

b) *Impulsi di sinusoide*

Si consideri la funzione rappresentata nella fig. 3.7. individuata dai valori A (ampiezza) e τ (durata) degli impulsi della sinusoide di ampiezza V e periodo T. Tra gli estremi $-\tau/2$ e $+\tau/2$ la $f(t)$ può essere espressa così:

$$f(t) = V\cos\omega t - h$$

dove, essendo $V = A + h$ e $V\cos\omega(\tau/2) = h$ si ha:

$$V = \frac{A}{1-\cos\pi(\tau/T)}, \qquad h = \frac{A\cos\pi(\tau/T)}{1-\cos\pi(\tau/T)} . \quad (3.8.)$$

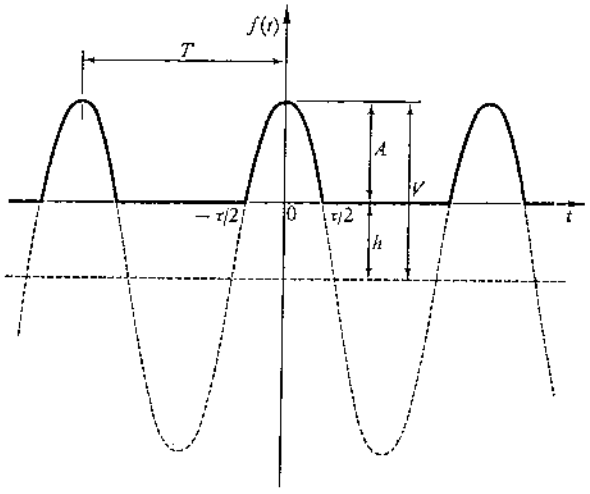


Figura 3.7. Impulsi di sinusoide: andamento in funzione del tempo.

Si tratta di una funzione pari: basta quindi calcolare i coefficienti A_0 e A_n. Dalla (3.4.) si ha:

$$A_0 = \frac{2}{T}\int_0^{\tau/2}(V\cos\omega t - h)\,\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{2V}{\omega T}\int_0^{\omega(\tau/2)}\cos\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) - \frac{2h}{T}\int_0^{\tau/2}\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{2V}{2\pi}[\operatorname{sen}\omega t]_0^{\omega\tau/2} - \frac{2h\tau}{2T} =$$

$$= \frac{V}{\pi}\operatorname{sen}\frac{\omega\tau}{2} - \frac{h\tau}{2} = \frac{V}{\pi}\operatorname{sen}\pi\frac{\tau}{T} - h\frac{\tau}{T}$$

e utilizzando le (3.8.)

$$A_0 = \frac{A}{1-\cos\pi(\tau/T)}\left[\frac{1}{\pi}\operatorname{sen}\pi\frac{\tau}{T} - \frac{\tau}{T}\cos\pi\frac{\tau}{T}\right]. \qquad (3.9.)$$

Invece dalla (3.5.) si ha:

$$A_n = \frac{4}{T}\int_0^{\tau/2}(V\cos\omega t - h)\cos n\omega t\,\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{4}{T}\int_0^{\tau/2}V\cos\omega t\cdot\cos n\omega t\,\mathrm{d}t - \frac{4h}{T}\int_0^{\tau/2}\cos n\omega t\,\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{4V}{T}\int_0^{\tau/2}\frac{1}{2}[\cos(n+1)\omega t + \cos(n-1)\omega t]\,\mathrm{d}t -$$

$$- \frac{4h}{T}\int_0^{\tau/2}\cos n\omega t\,\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{2V}{T}\left[\int_0^{\tau/2}\cos(n+1)\omega t\,\mathrm{d}t + \int_0^{\tau/2}\cos(n-1)\omega t\,\mathrm{d}t\right] -$$

$$- \frac{4h}{T}\int_0^{\tau/2}\cos n\omega t\,\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{V}{\pi}\left[\frac{1}{(n+1)}\int_0^{(n+1)\omega\tau/2}\cos(n+1)\omega t\cdot\mathrm{d}(n+1)\omega t + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{(n-1)}\int_0^{(n-1)\omega\tau/2}\cos(n-1)\omega t\cdot\mathrm{d}(n-1)\omega t\right] -$$

$$- \frac{2h}{T}\int_0^{n\omega(\tau/2)}\cos n\omega t\cdot\mathrm{d}(n\omega t) =$$

$$= \frac{V}{\pi}\left[\frac{1}{(n+1)}\operatorname{sen}\frac{(n+1)\omega\tau}{2} + \frac{1}{(n-1)}\operatorname{sen}\frac{(n-1)\omega\tau}{2}\right] -$$

$$- \frac{2h}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\omega\tau}{2} =$$

$$= \frac{V}{\pi}\left[\frac{\operatorname{sen}(n+1)\pi(\tau/T)}{n+1} + \frac{\operatorname{sen}(n-1)\pi(\tau/T)}{n-1}\right] -$$

$$- \frac{2h}{n\pi}\operatorname{sen}n\pi\frac{\tau}{T}$$

e utilizzando le (3.8.) e le formule di prostaferesi, dopo qualche passaggio si ha:

$$A_n = \frac{A}{n\pi(1-\cos\pi(\tau/T))}\cdot$$

$$\cdot\left[\frac{\operatorname{sen}(n-1)\pi(\tau/T)}{n-1} - \frac{\operatorname{sen}(n+1)\pi(\tau/T)}{n+1}\right]. \qquad (3.10.)$$

c) *Sinusoide raddrizzata a semionda*

Un caso particolare, molto importante, dello sviluppo di cui in *b*), è quello relativo alla funzione di fig. 3.4.*c*. Essendo ora $\tau/T = 1/2$, utilizzando la (3.9.) si ottiene:

$$A_0 = \frac{A}{\pi} \qquad (3.11.)$$

mentre dalla (3.10.) si ottiene

$$A_n = \frac{A}{n\pi}\left[\frac{\operatorname{sen}(n-1)(\pi/2)}{n-1} - \frac{\operatorname{sen}(n+1)(\pi/2)}{n+1}\right] =$$

$$= -\frac{2A}{\pi}\cdot\frac{\cos n(\pi/2)}{n^2-1}. \qquad (3.12.)$$

Si noterà che la (3.12.) presenta una forma indeterminata qualora si faccia tendere n all'unità. L'ostacolo può essere superato con la regola dell'Hospital. Si tralasciano i calcoli relativi e si passa subito al risultato finale:

$$f(t) = A\left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\omega t + \frac{2}{3}\cdot\frac{1}{\pi}\cos 2\omega t - \right.$$

$$\left. - \frac{2}{15}\cdot\frac{1}{\pi}\cos 4\omega t \ldots\right] \qquad (3.13.)$$

a cui corrisponde lo spettro di ampiezza riportato nella fig. 3.8.

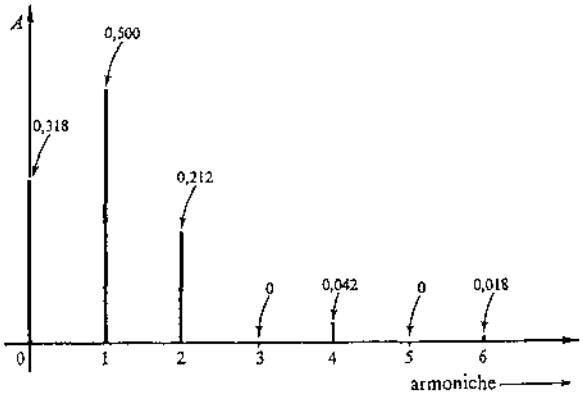


Figura 3.8. Spettro d'ampiezza della funzione della fig. 3.4.*c* nell'ipotesi di $A = 1$.

d) *Sinusoide raddrizzata ad onda intera*

Pure molto importante è il caso di fig. 3.9.*a*. Se si considera questa funzione come ottenuta dalla sovrapposizione di quelle delle figg. 3.9.*b* e *c*, è facile individuarne lo sviluppo in serie. Cioè

$$f(t) = f_1(t) + f_2(t)\,.$$

Lo sviluppo della $f_1(t)$ è riportato nella (3.13.); quello della $f_2(t)$ si ottiene dal precedente introducendo una traslazione di $T/2$:

$$f_2(t) = A\left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\omega\left(t - \frac{T}{2}\right) + \frac{2}{3}\cdot\frac{1}{\pi}\cos 2\omega\left(t - \frac{T}{2}\right) - \right.$$

$$\left. - \frac{2}{15}\cdot\frac{1}{\pi}\cos 4\omega\left(t - \frac{T}{2}\right) \ldots\right] =$$

$$= A\left[\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2}\cos\omega t + \frac{2}{3}\cdot\frac{1}{\pi}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cdot\frac{1}{\pi}\cos 4\omega t \ldots\right].$$

Da cui

$$f(t) = 2A\left[\frac{1}{\pi} + \frac{2}{3}\cdot\frac{1}{\pi}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cdot\frac{1}{\pi}\cos 4\omega t + \ldots\right] =$$

$$= \frac{2A}{\pi} - \frac{4A}{\pi}\sum_n \frac{\cos n(\pi/2)}{n^2 - 1} \qquad (3.14.)$$

con $n = 2, 4, 6, \ldots$.
Si noti che, rispetto alle $f_1(t)$ ed $f_2(t)$, la $f(t)$ presenta tutte le armoniche con ampiezze raddoppiate, tranne quella di frequenza $1/T$ che non è più presente. Ciò era prevedibile se si pensa che la $f(t)$ ha periodo $T/2$ e quindi la sua frequenza fondamentale è doppia di quella di $f_1(t)$ e $f_2(t)$: per il teorema di Fourier non vi possono essere frequenze inferiori alla fondamentale.

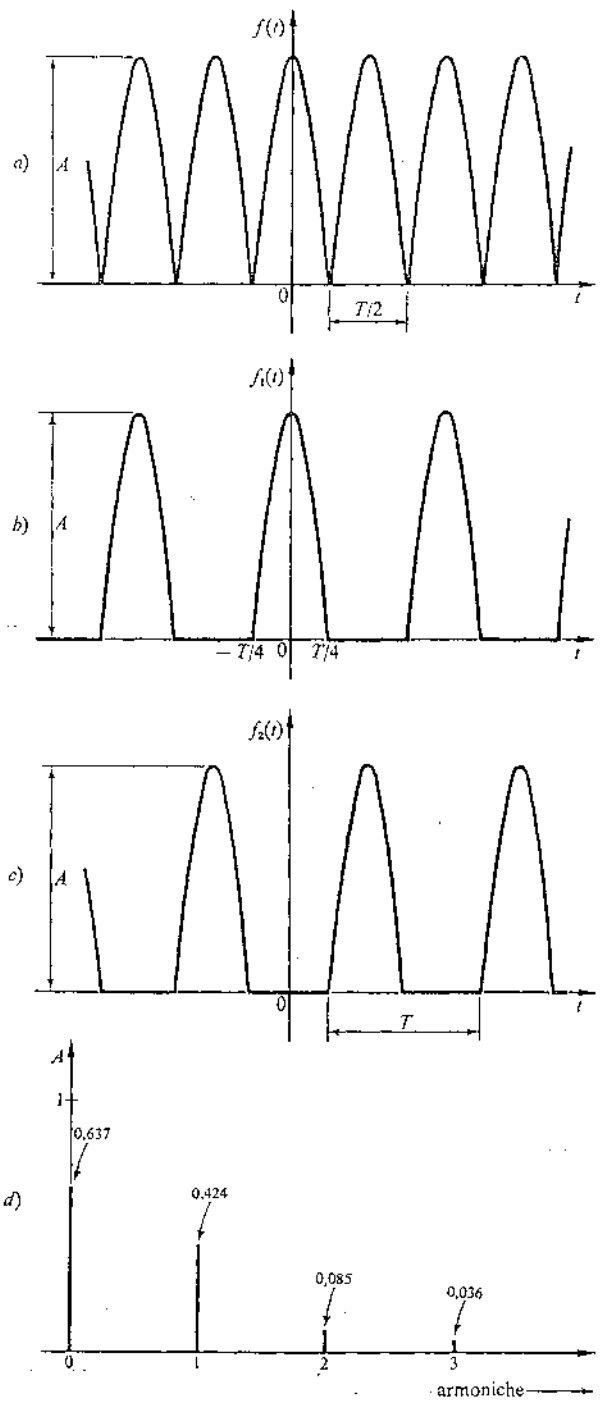


Figura 3.9. Funzione sinusoidale raddrizzata ad onda intera *a*) e funzioni componenti *b*) e *c*). In *d*) è riportato lo spettro d'ampiezza della $f(t)$ quando $A = 1$.

e) *Onda rettangolare*

Si consideri ora la funzione impulsiva di fig. 3.10.*a*). È non alternativa pari. Basta quindi calcolare i coefficienti A_0 e A_n. Si noti che tra gli estremi $-\tau/2$ e $+\tau/2$ risulta $f(t) = A$.

$$A_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\,\mathrm{d}t = \frac{2A}{T}\int_0^{\tau/2}\mathrm{d}t = A\frac{\tau}{T} \qquad (3.15.)$$

$$A_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\cos n\omega t\,\mathrm{d}t = \frac{4A}{T}\int_0^{\tau/2}\cos n\omega t\,\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{4A}{n\omega T}\int_0^{n\omega(\tau/2)}\cos n\omega t\,\mathrm{d}(n\omega t) = \frac{2A}{n\pi}\left[\operatorname{sen} n\omega t\right]_0^{n\pi(\tau/T)}$$

$$A_n = \frac{2A}{n\pi}\operatorname{sen}\left(n\pi\frac{\tau}{T}\right) \qquad (3.16.)$$

per $n = 1, 2, 3, \ldots$.
Si noti che gli A_n si annullano per quei valori di n che rendono l'argomento del seno uguale a π o a multipli di π. La prima volta ciò si verifica per $n = T/\tau$ e successivamente per tutti i multipli interi (vedi fig. 3.10.*b*). Concludendo:

$$f(t) = A\left\{\frac{\tau}{T} + \frac{2}{\pi}\left(\operatorname{sen}\pi\frac{\tau}{T}\cos\omega t + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{2}\operatorname{sen}2\pi\frac{\tau}{T}\cos 2\omega t + \frac{1}{3}\operatorname{sen}3\pi\frac{\tau}{T}\cos 3\omega t \ldots\right)\right\}. \qquad (3.17.)$$

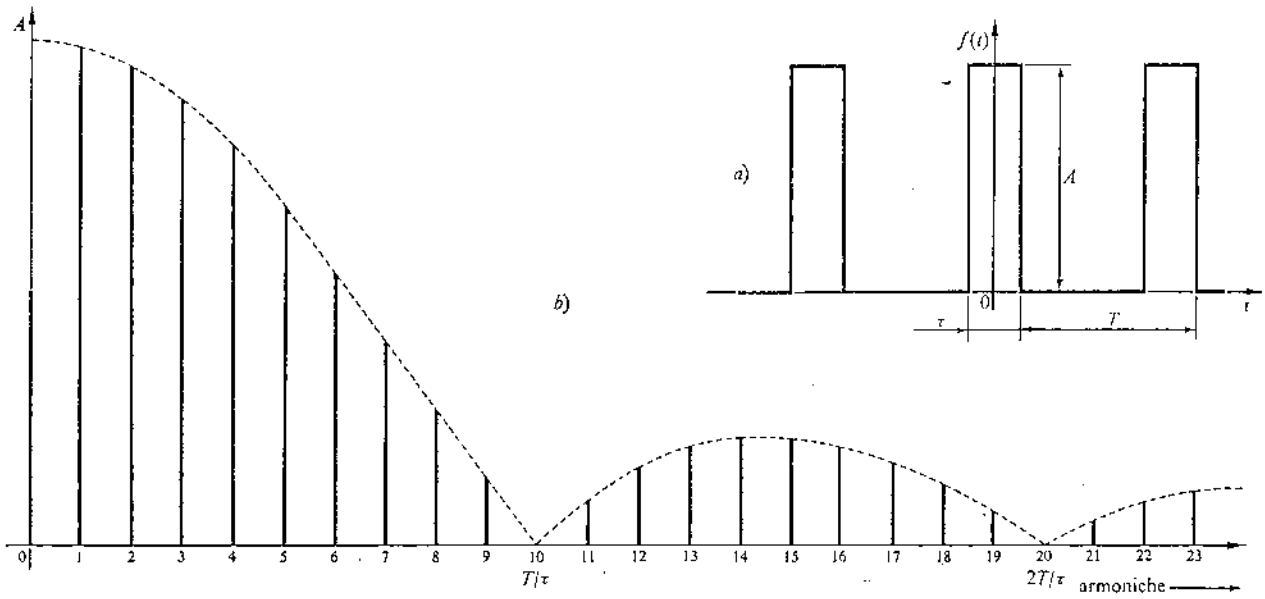


Figura 3.10. Treno d'impulsi: *a*) forma d'onda; *b*) spettro d'ampiezza per $A = 1$ e $\tau/T = 0{,}1$.

È facile vedere dalla (3.16.) che se $\tau \ll T$ si potrà confondere il seno con l'angolo, cioè porre

$$\operatorname{sen} n\pi \frac{\tau}{T} \simeq n\pi \frac{\tau}{T},$$

da cui

$$A_n = 2A \frac{\tau}{T}$$

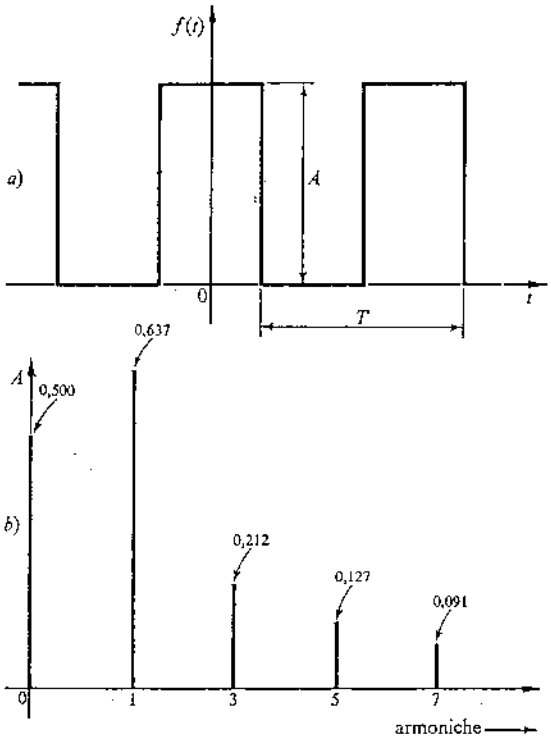


Figura 3.11. Onda quadra non alternativa: *a*) forma d'onda; *b*) spettro d'ampiezza per $A = 1$.

cioè se gli impulsi sono di durata molto breve, lo sviluppo contiene armoniche con ampiezze tutte uguali, almeno finché n non è molto elevato.

f) *Onda quadra*

Da quanto si è detto in *e*) è ovvio il passaggio allo sviluppo della funzione di fig. 3.11. Sarà sufficiente nelle (3.15.) e (3.16.) porre $\tau/T = 1/2$. Risulta:

$$A_0 = \frac{A}{2}, \qquad A_n = \frac{2A}{n\pi} \operatorname{sen} n\frac{\pi}{2}$$

da cui:

$$f(t) = A\left\{\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\left[\cos\omega t - \frac{1}{3}\cos 3\omega t + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{5}\cos 5\omega t - \ldots\right]\right\}. \qquad (3.18.)$$

Il fatto nuovo è la presenza di sole armoniche dispari. Tuttavia ciò era prevedibile se si considera che la funzione $f'(t)$, ottenuta dalla $f(t)$ eliminando il valor medio, non è altro che la funzione riportata nella figura 3.4.*d*.

1.5. Contenuto energetico delle armoniche

Considerando che molto spesso si studiano i segnali per gli effetti energetici che sono in grado di produrre, è interessante vedere come ogni singola armonica contribuisca al risultato complessivo.
Se si considera un segnale $f(t)$ periodico esprimibile in serie di Fourier, il suo effetto energetico è legato al valore efficace del segnale stesso.

Come noto il *valore efficace* è definito come:

$$F_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T f^2(t)\,dt}\,. \qquad (3.19.)$$

Se ora nella formula precedente si sostituisce $f(t)$ con il suo sviluppo in serie e si procede nel calcolo, si giunge all'espressione:

$$F_{eff}^2 = A_0^2 + \sum_1^\infty{}_n \frac{C_n^2}{2} \qquad (3.20.)$$

ovvero *il quadrato del valore efficace della $f(t)$ è uguale alla somma dei quadrati dei valori efficaci delle singole armoniche.*

Accanto agli spettri di ampiezza si possono quindi considerare gli *spettri di potenza*, nei quali ogni riga rappresenta il quadrato del valore efficace di un'armonica, ovvero la potenza che quella armonica dissipa su di una resistenza di 1 Ω.

È interessante notare come il contributo energetico venga più marcatamente ad attribuirsi alle prime armoniche.

1.6. Integrale di Fourier

Ci si è occupati diffusamente dello studio frequenziale delle funzioni periodiche: e per quelle non periodiche?

Si riprenda in esame la funzione di fig. 3.10.*a* ora riproposta nella fig. 3.12.*a*. In fig. 3.12.*b* è invece riportato il relativo spettro d'ampiezza con la frequenza sull'asse delle ascisse. Ricordando quanto si è detto a commento della (3.16.) e cioè che risultano nulle le armoniche per le quali

$$n = kT/\tau \quad \text{con } k = 1, 2, 3, \ldots$$

esse avranno una frequenza pari a

$$nf = k/\tau \quad \text{con } k = 1, 2, 3, \ldots .$$

Cioè nella fig. 3.12.*b* sono nulle le armoniche con frequenze $1/\tau$, $2/\tau$, $3/\tau$, ...

Se ora, fermo restando il valore di τ, si fa crescere T, l'inviluppo dello spettro mantiene fermi i punti in cui si annulla, però risultano ridotte le ampiezze delle singole righe, dato che dipendono (vedi 3.16.) da τ/T ed anche le distanze tra le righe, dato che valgono $1/T$.

Spingendo oltre il ragionamento, mandando cioè T all'infinito, rimarrà ancora un impulso di durata τ e ampiezza A e nient'altro. La funzione ora non è più periodica. L'espressione (3.16.) per $T \to \infty$ si mantiene finita e quindi si avrà ancora una funzione costituita da armoniche. Ora però queste hanno ampiezza infinitesima e distano tra di loro di un infinitesimo.

Si passa quindi da uno spettro di righe, cioè discreto, ad uno *spettro continuo*. Di tutti i contributi armonici elementari si tien conto non più con una serie, ma con un integrale, l'*integrale di Fourier*, che può assumere la forma, simile a quella in (3.1.),

$$f(t) = \int_0^\infty C(\omega)\,\mathrm{sen}\,[\omega t + \varphi(\omega)]\,d\omega \qquad (3.21.)$$

oppure quella simile alla (3.2.):

$$f(t) = \int_0^\infty [A(\omega)\cos\omega t + B(\omega)\,\mathrm{sen}\,\omega t]\,d\omega \qquad (3.22.)$$

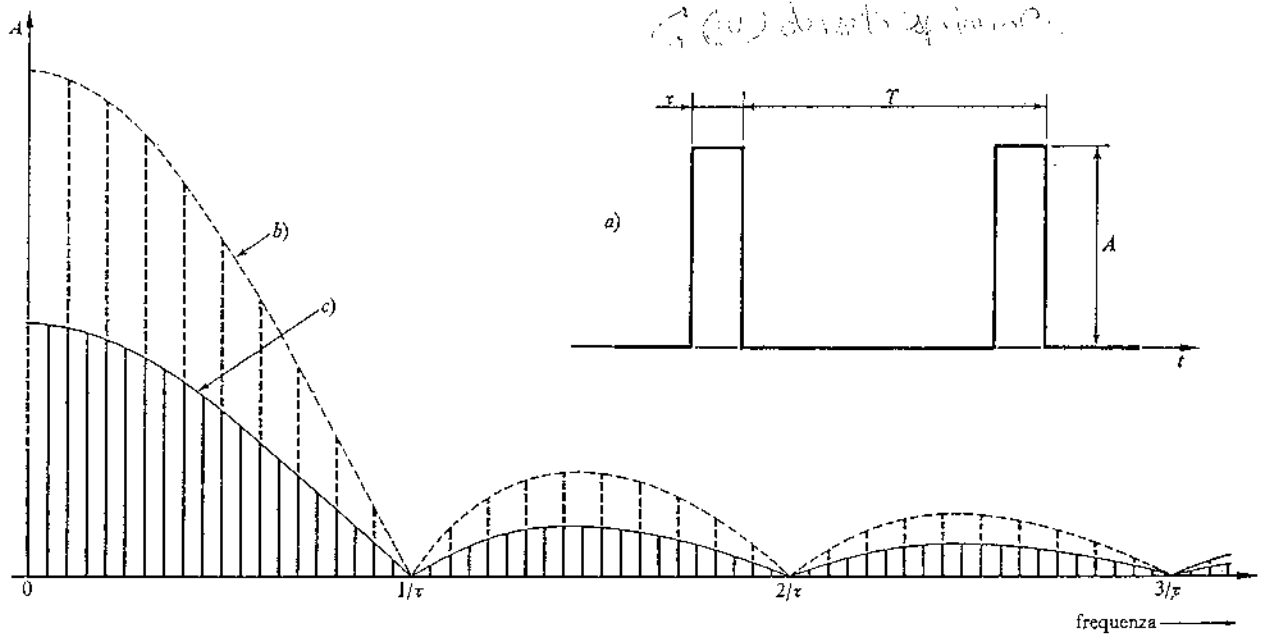


Figura 3.12. Funzione a impulsi di durata τ: *a*) forma d'onda; *b*) spettro d'ampiezza se il periodo vale T; *c*) idem, ma con periodo $2T$.

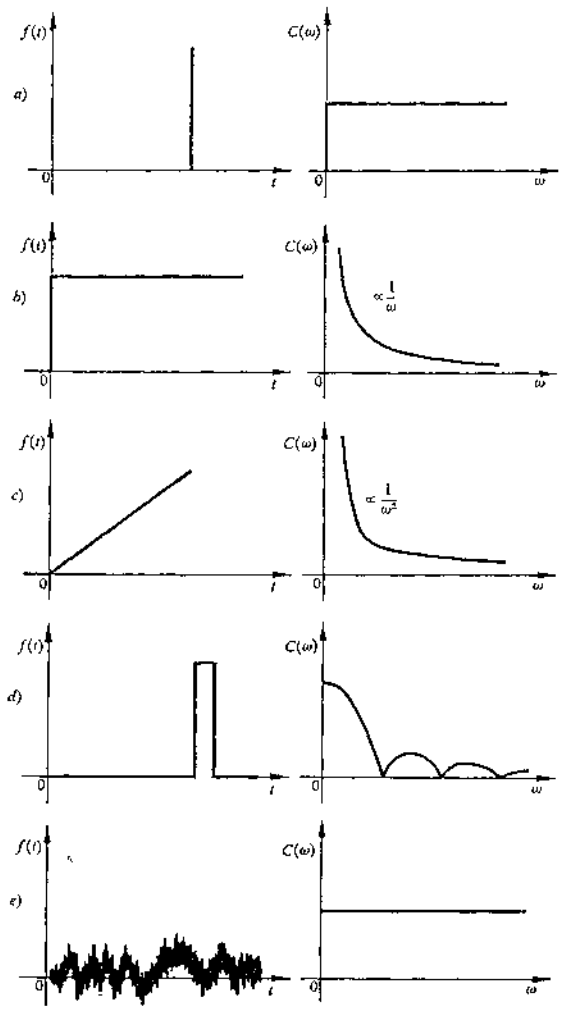


Figura 3.13. Funzioni non periodiche e relativi spettri d'ampiezza: *a*) impulso unitario ($\tau = 0$); *b*) gradino; *c*) rampa; *d*) impulso di durata $\tau \neq 0$; *e*) rumore a larga banda.

alla quale si perviene dalla (3.21.) mediante le formule di trasformazione:

$$\begin{cases} A(\omega) = C(\omega)\,\mathrm{sen}\,\varphi(\omega)\,, \\ B(\omega) = C(\omega)\cos\varphi(\omega)\,. \end{cases} \tag{3.23.}$$

Per il passaggio inverso dalla (3.22.) alla (3.21.) ci si può invece servire delle:

$$\begin{aligned} C(\omega) &= \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}\,, \\ \varphi(\omega) &= \operatorname{arctang} \frac{A(\omega)}{B(\omega)}\,. \end{aligned} \tag{3.24.}$$

Le funzioni $A(\omega)$ e $B(\omega)$ che compaiono nella (3.22.) si possono calcolare utilizzando le:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\cos\omega t\,\mathrm{d}t\,, \\ B(\omega) &= \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\,\mathrm{sen}\,\omega t\,\mathrm{d}t\,. \end{aligned} \tag{3.25.}$$

Osservando la (3.21.) ci si rende conto che è ancora possibile avere spettri di ampiezza e di fase se si riporta l'andamento di $C(\omega)$ e di $\varphi(\omega)$ rispettivamente in funzione di ω, che ora varia con continuità. Però si tenga presente che ora le ordinate dello spettro non sono le ampiezze delle armoniche, ma rappresentano una *densità di ampiezza*. Le armoniche infatti avranno ampiezze infinitesime, pari a $C(\omega)\,\mathrm{d}\omega$. Senza avere la pretesa di avere esaurito l'argomento, si rimanda il lettore, per un eventuale approfondimento, ai testi specializzati che appaiono nella bibliografia e si conclude riportando in fig. 3.13. gli spettri d'ampiezza di alcune funzioni non periodiche importanti.

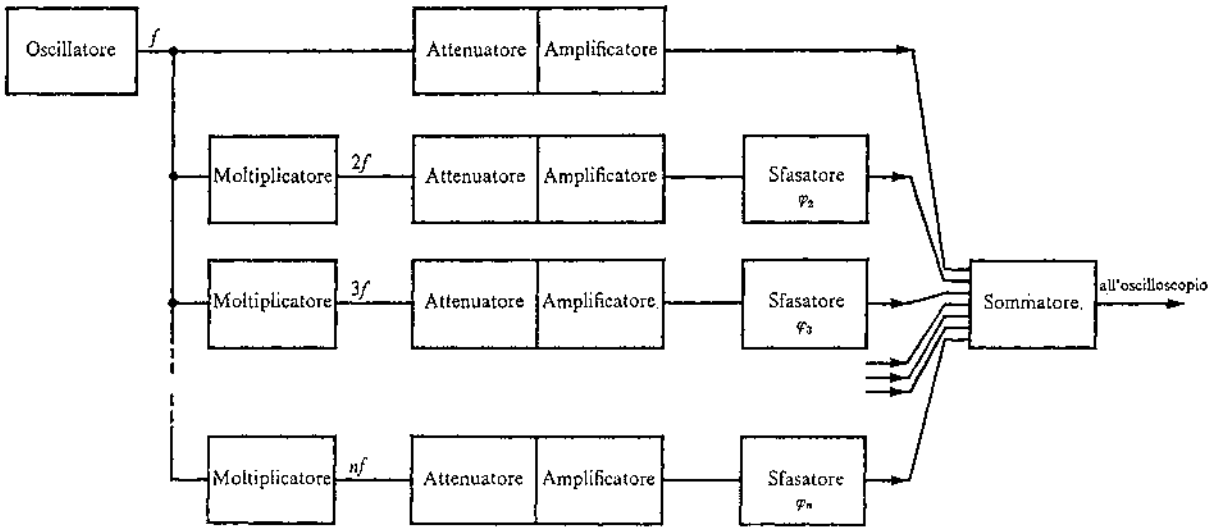


Figura 3.14. Schema a blocchi di principio di apparecchiatura per la sintesi di un segnale.

1.7. Sintesi e Analisi

I principi teorici esposti nei paragrafi precedenti sono della massima importanza quando, nell'elettronica in genere e nel campo delle misure in particolare, si debba procedere allo studio di un segnale.
In ogni caso ci si può ricondurre concettualmente ad uno dei due procedimenti: la *sintesi* e l'*analisi*.

a) *Sintesi frequenziale*:

dato di partenza è l'andamento del segnale in funzione del tempo (forma d'onda). Mediante lo studio matematico visto se ne traggono gli elementi che individuano le componenti elementari (armoniche). Dalla conoscenza dell'ampiezza e della fase delle singole armoniche si passa alla loro generazione, dopo di che i termini vengono sommati (sintesi) per realizzare la forma d'onda voluta.
È un procedimento praticamente circoscritto al caso di forme d'onda periodiche e che si realizza in genere effettuando la sintesi di un numero limitato di armoniche (le prime). In fig. 3.14. è riportato uno schema di principio che potrebbe essere sviluppato per scopi didattici per generare particolari segnali.
A partire da un oscillatore che genera la fondamentale *f*, tramite moltiplicatori di frequenza si generano le armoniche che vengono prima regolate in ampiezza in un blocco attenuatore-amplificatore e poi in fase in un blocco sfasatore. Tutte le armoniche e la fondamentale pervengono poi ad un blocco sommatore nel quale avviene la sintesi. Il segnale risultante può essere inviato ad un oscilloscopio o ad un qualunque altro adatto dispositivo d'uscita.
Appare chiaro come con un sistema di questo tipo non ci si possa spingere, per motivi di ordine pratico, ad un numero di armoniche molto elevato. È tuttavia un esperimento interessante ed istruttivo, soprattutto se si incomincia ad inserire la fondamentale e poi via via, successivamente, le varie armoniche secondo il loro ordine. Si vedrà allora la forma del segnale, inizialmente sinusoidale, modificarsi gradualmente ed accostarsi sempre di più a quella del segnale che si deve generare. Nelle figg. 3.15. e 3.16. sono riportati alcuni esempi di questo procedimento.

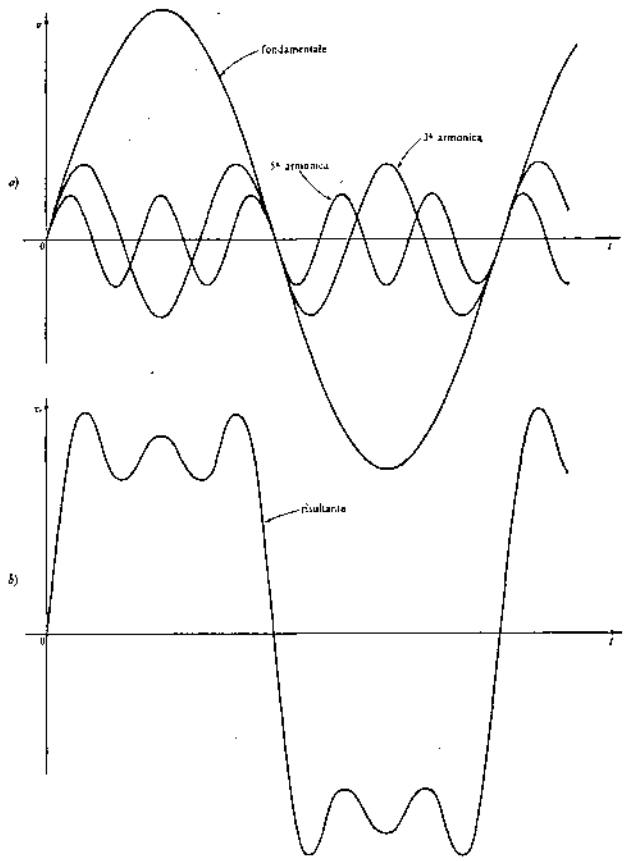


Figura 3.15. Sintesi di un'onda quadra: *a*) rappresentazione della 1ª, 3ª, 5ª armonica; *b*) risultante.

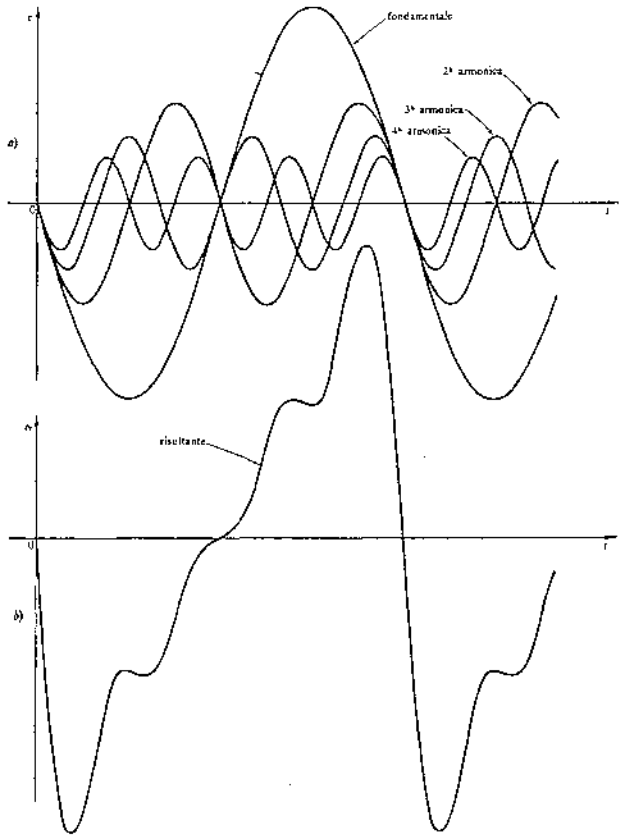


Figura 3.16. Sintesi di un'onda a dente di sega: *a*) rappresentazione della 1ª, 2ª, 3ª, 4ª armonica; *b*) risultante.

b) *Analisi frequenziale*:

ora il dato di partenza è un certo segnale complesso. Di esso occorre individuare le armoniche che lo costituiscono e misurarne l'ampiezza ed eventualmente il contenuto energetico.

1.8. Distorsione

Accanto allo studio frequenziale dei segnali complessi è opportuno porre lo studio della distorsione dei segnali semplici che a quello può essere ricondotto.

Si intende per *distorsione* in senso generico *un fenomeno dannoso ed indesiderato a causa del quale un segnale viene a perdere alcune delle sue caratteristiche originarie.*

Tutti i circuiti elettrici o elettronici, qualunque sia la loro natura, contengono sempre cause che introducono una distorsione nel segnale. In fase di progettazione ogni sforzo è volto a far sì che queste cause vengano ridotte in modo che la distorsione rimanga al di sotto di un limite ritenuto tollerabile.

Si possono considerare due tipi di distorsione:

– la *distorsione lineare* o di frequenza, che si può rilevare in circuiti lineari a causa della presenza di elementi reattivi (1). Essa provoca modifiche nelle ampiezze e nelle fasi delle componenti elementari che costituiscono il segnale utile e quindi lo modificano nel suo andamento in funzione del tempo. Tipico esempio di questa distorsione si rileva in un attenuatore non compensato.

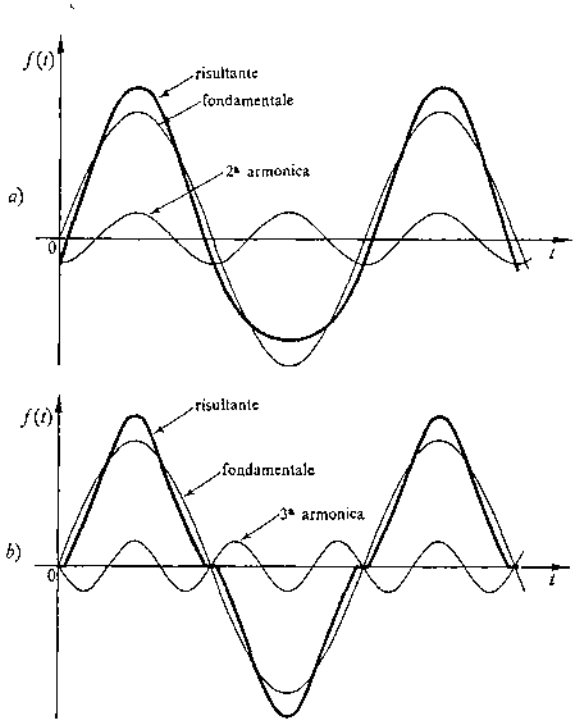


Figura 3.17. Esempi di sinusoidi distorte per la presenza di 2ª armonica *a*) e di 3ª armonica *b*).

(1) A meno che non siano verificate le *condizioni di non distorsione*:

$A(\omega) = k_1 \quad$ e $\quad \varphi(\omega) = \omega k_2$

dove A e φ sono rispettivamente modulo e argomento del guadagno (attenuazione) della rete e k_1 e k_2 costanti.

– la *distorsione non lineare*, dovuta alla presenza, nel circuito, di componenti passivi o attivi non lineari. Ha la proprietà di modificare il segnale introducendo nel suo spettro nuove armoniche. Tutto ciò, al solito, si riflette sull'andamento in funzione del tempo del segnale che risulta anch'esso modificato. In fig. 3.17.*a* e *b* sono riportati alcuni esempi di distorsioni non lineari su segnali sinusoidali.

Poiché lo studio della distorsione lineare è chiaramente riconducibile a quello frequenziale visto in precedenza, ci proponiamo di riprenderne l'esame in altra parte; ora è necessario fornire alcune definizioni che saranno utili nel seguito e sviluppare lo studio della distorsione non lineare. Tale studio si effettua a partire da un segnale originariamente semplice (sinusoidale) valutando quantitativamente e misurando le armoniche che sono il prodotto di questa distorsione.

Un segnale sinusoidale che a causa della distorsione non lineare subisca una alterazione potrà allora essere rappresentato con il suo spettro d'ampiezza (fig. 3.18.) oppure dalla

$$v = V_0 + V_1 \operatorname{sen} \omega t + V_2 \operatorname{sen} (2\omega t + \varphi_2) + \\ + V_3 \operatorname{sen} (3\omega t + \varphi_3) + \ldots + V_n \operatorname{sen} (n\omega t + \varphi_n) \quad (3.26.)$$

Figura 3.18. Esempio di spettro d'ampiezza di un segnale.

Si definisce *distorsione d'armonica* il rapporto tra il valore efficace dell'armonica che interessa e il valore efficace della fondamentale

$$D_2 = \frac{V_{2\text{eff}}}{V_{1\text{eff}}}, \qquad D_3 = \frac{V_{3\text{eff}}}{V_{1\text{eff}}}, \qquad D_n = \frac{V_{n\text{eff}}}{V_{1\text{eff}}} \qquad (3.27.)$$

e si parla di distorsione di seconda, terza, n-esima armonica, espressa in valori percentuali oppure in dB. Un'altra possibile misura della distorsione non lineare è quella che, con un solo dato, indica il contributo complessivo alla distorsione di tutte le armoniche generate: prende il nome di *distorsione totale* e si definisce come rapporto tra il valore efficace delle armoniche ed il valore efficace della fondamentale,

$$D_{\text{tot}} = \frac{\textit{valore efficace delle armoniche}}{\textit{valore efficace della fondamentale}} \qquad (3.28.)$$

È dunque

$$D_{tot} = \frac{\sqrt{V_{2eff}^2 + V_{3eff}^2 + \ldots + V_{neff}^2}}{V_{1eff}} \qquad (3.29.)$$

ancora espresso in % oppure in dB.
Si noti che dalle (3.27.) e (3.29.) risulta,

$$D_{tot} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \ldots + D_n^2}\,. \qquad (3.30.)$$

Quando la distorsione è inferiore al 10%, molto spesso, anziché alla (3.29.), si ricorre alla

$$D'_{tot} = \frac{valore\ efficace\ delle\ armoniche}{valore\ efficace\ della\ funzione} \qquad (3.31.)$$

commettendo un errore nella misura tanto più piccolo quanto più $D_{tot} \to 0$.
È infatti dalla definizione,

$$D_{tot} = \frac{\sqrt{\sum V_{neff}^2}}{\sqrt{V_{1eff}^2}}; \qquad D'_{tot} = \frac{\sqrt{\sum V_{neff}^2}}{\sqrt{V_{1eff}^2 + \sum V_{neff}^2}}$$

dalle quali risulta

$$\frac{D_{tot}}{D'_{tot}} = \frac{\sqrt{V_{1eff}^2 + \sum V_{neff}^2}}{\sqrt{V_{1eff}^2}}$$

e cioè

$$\frac{D_{tot}}{D'_{tot}} = \sqrt{1 + D_{tot}'^2}; \qquad \frac{D'_{tot}}{D_{tot}} = \sqrt{1 - D_{tot}^2} \qquad (3.32.)$$

che dimostra come, per $D_{tot} \leqslant 10\%$, il rapporto tra i due modi di considerare la distorsione differisce dall'unità di meno dello 0,5%.

1.9. Conclusione

Lo studio frequenziale dei segnali sviluppato nei paragrafi precedenti viene sperimentalmente condotto con apparecchiature adatte a tale scopo. Tra di esse le più importanti sono:

- analizzatore d'onda,
- analizzatore di spettro,
- distorsimetro,

quest'ultimo limitatamente alla misura della D_{tot}.
Data l'importanza dell'argomento, si ritiene opportuno trattarli diffusamente nel seguito illustrando principi di funzionamento e prestazioni, ponendoli successivamente a confronto ed indicando le loro applicazioni fondamentali.

2. Analizzatore d'onda

È uno strumento che serve per la misura dell'ampiezza dei vari termini sinusoidali componenti un segnale complesso, esclusa la misura del termine continuo.
Tali misure sono rese possibili in quanto l'Analizzatore d'Onda (A. d'O.) può essere considerato un voltmetro a selettività e sensibilità elevate, operante in una certa gamma di frequenza. Esistono infatti A. d'O. che coprono la gamma audio, ed altri che giungono molto più in alto (fino a parecchi MHz). La trattazione che segue si riferisce in particolare ai primi, anche se in generale vale per tutti.

2.1. Principi di funzionamento

Tramite la elevata selettività, lo strumento viene via via a separare dai rimanenti ogni singolo termine armonico costituente il segnale di ingresso, effettuandone la misura. Questa operazione di separazione potrebbe avvenire, in via di principio, spostando la banda passante di un filtro passa-gamma (finestra) sulla fondamentale (fig. 3.19.*a*) e poi, successivamente, su tutte le altre armoniche (fig. 3.19.*b*),

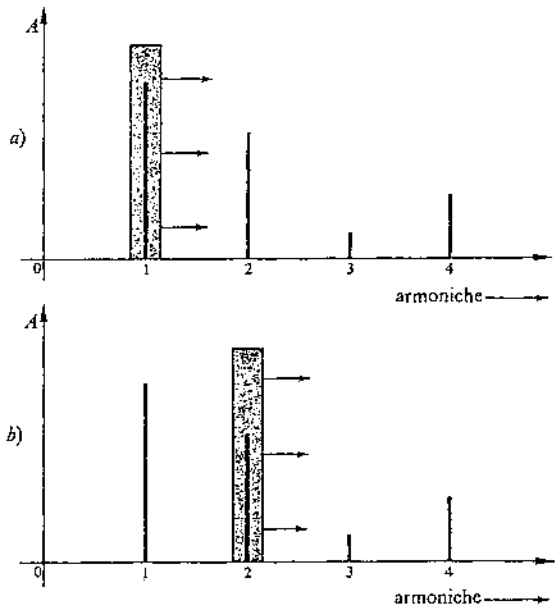


Figura 3.19. Possibile principio di funzionamento dell'Analizzatore d'Onda: *a*) finestra sulla fondamentale; *b*) finestra sulla seconda armonica.

ma questa soluzione presenta difficoltà tali da determinarne l'abbandono: basti pensare alla difficoltà di

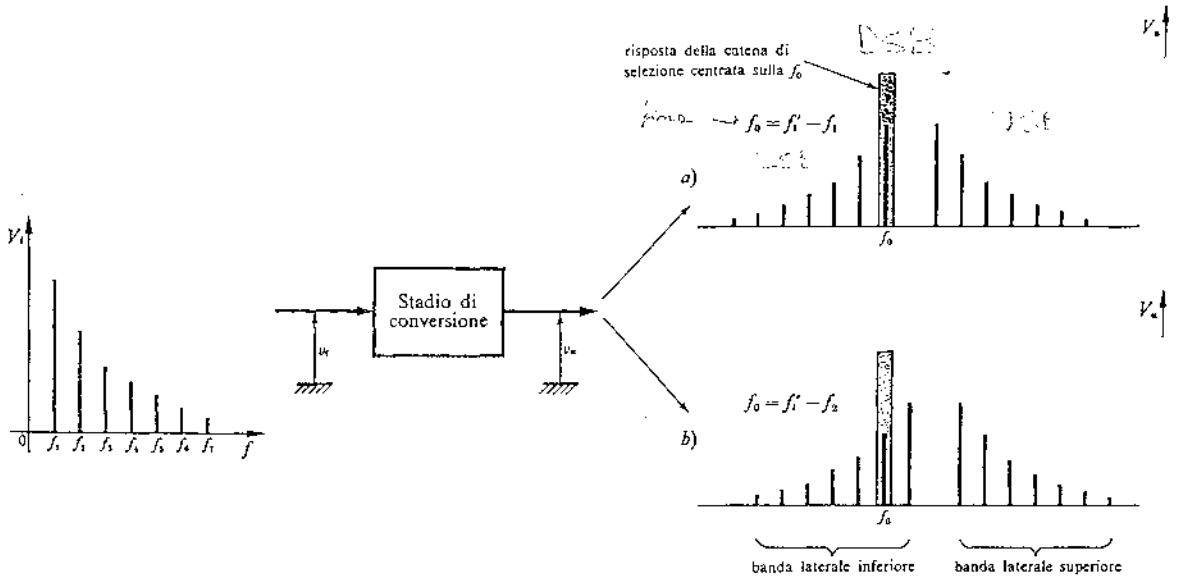


Figura 3.20. Esempi di conversione alla frequenza f_0 delle componenti di un segnale: *a*) della fondamentale; *b*) della 2ª armonica.

variare la frequenza di lavoro di diversi stadi estremamente selettivi mantenendoli tutti allineati sul medesimo valore.

La soluzione più facilmente realizzabile è allora quella di fare funzionare la catena di stadi selettivi ad una certa frequenza fissa f_0, e di spostare invece, con una *conversione di frequenza*, lo spettro del segnale da analizzare, in modo che ogni sua componente vada ad inserirsi successivamente all'interno della curva di risposta della catena di selezione (fig. 3.20.), secondo il principio della *supereterodina*. L'esigenza della elevata selettività è dovuta al fatto che lo stadio di conversione fornisce in uscita tutta una serie di frequenze costituenti bande laterali. Di queste un solo termine, e precisamente quello a frequenza f_0, rappresenta il termine utile.

2.2. Schema a blocchi

Lo schema a blocchi di principio è allora il seguente (1) (fig. 3.21.): il segnale di ingresso viene inizialmente attenuato o amplificato a seconda delle necessità e quindi perviene al *modulatore*, nel quale,

(1) *Hewlett-Packard*, mod. 302 A, Wave Analyzer.

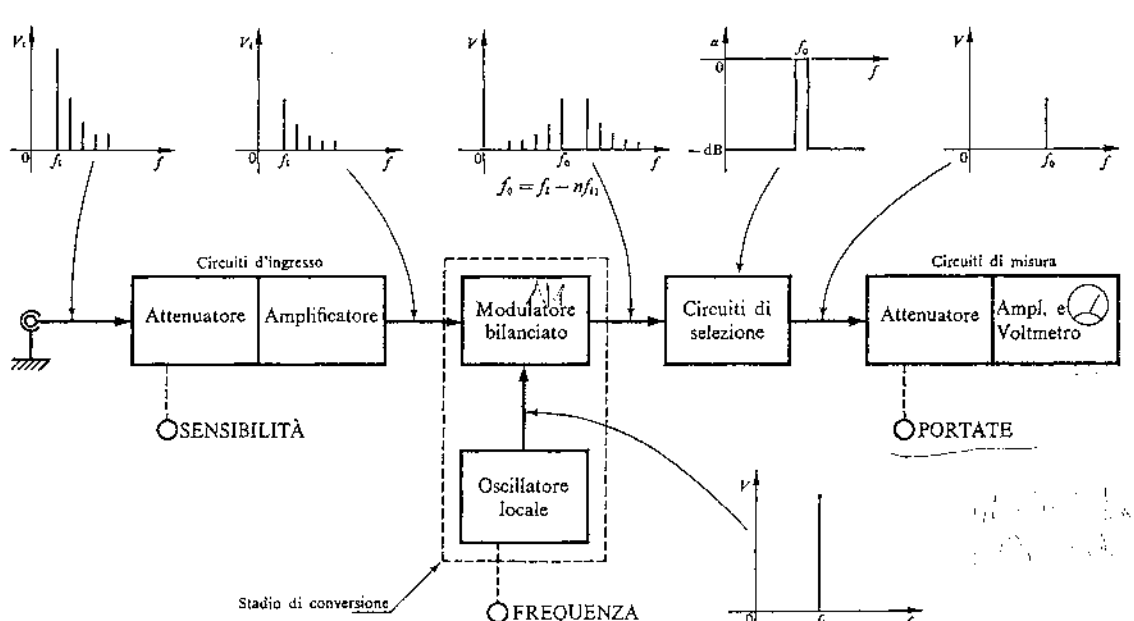


Figura 3.21. Schema a blocchi di principio di Analizzatore d'Onda.

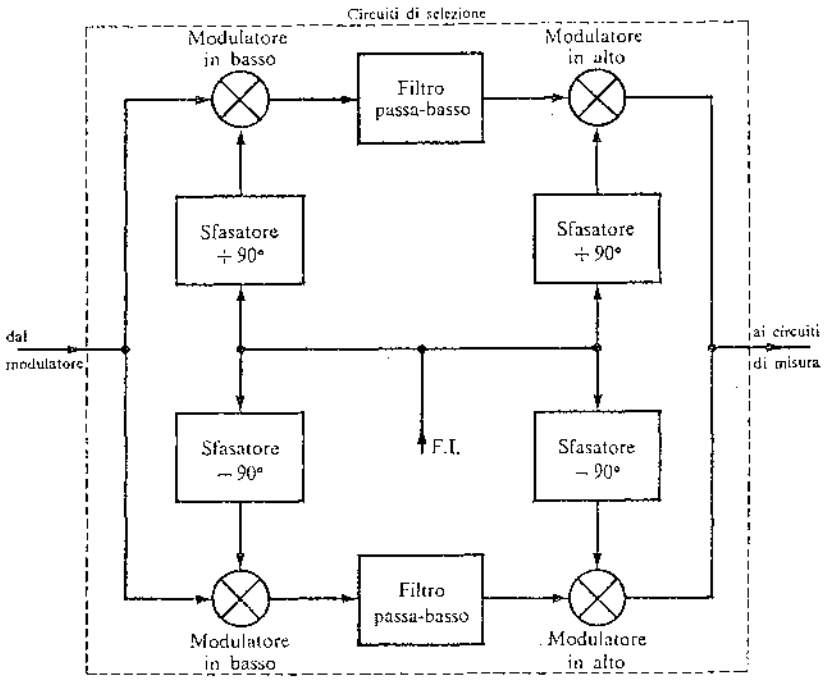


Figura 3.22. Schema a blocchi dei circuiti di selezione, alternativo a quello di fig. 3.35.*c*.

combinandosi con il segnale generato da un *oscillatore locale* (O.L.), viene traslato in frequenza. Con questo procedimento, regolando opportunamente la frequenza del segnale dell'O.L., la componente del segnale d'ingresso che interessa può essere trasportata fino a farla coincidere esattamente in frequenza con quella (fissa) dei successivi *circuiti di selezione*. Questi ultimi sono costituiti da filtri passa-gamma a quarzo e da amplificatori selettivi tutti sintonizzati sulla frequenza intermedia f_0 e presentano complessivamente una banda passante dell'ordine dell'Hz (1). In tal modo si assicura alla catena una elevatissima selettività, mentre la sensibilità è assicurata dal notevole numero di stadi amplificatori presenti.

Esiste anche una versione più moderna e sofisticata (fig. 3.22.) dei circuiti di selezione che offre un'alternativa a questo modo di procedere: in essa, infatti, attraverso successive operazioni di conversione di frequenza, i termini indesiderati si presentano vicendevolmente in opposizione di fase, grazie all'azione di gruppi sfasatori opportunamente tarati che intervengono sulla fase della portante.

Successivamente il segnale selezionato giunge ai *circuiti di misura* che ne rilevano l'ampiezza.

Questa realizzazione, così com'è, non soddisfa però completamente dal punto di vista della stabilità in frequenza. Infatti, essendo

$$f_i - nf_i = f_0 \qquad (3.33.)$$

dove con nf_i si indica il termine generico n-esimo dello spettro del segnale di ingresso che si vuole analizzare, anche lievissime variazioni della frequenza dell'O.L. o del segnale di ingresso porterebbero ad un allontanamento da f_0 e quindi a misure continuamente variabili e di nessun affidamento: si avrebbe cioè all'uscita dal modulatore un segnale continuamente variabile in frequenza e quindi non centrato nella curva di risposta (fig. 3.20.) e inoltre nel caso di spettro continuo si misurerebbero componenti a frequenze diverse con il passare del tempo. La fig. 3.23. indica chiaramente che lo scostamento massimo Δf_{max} ammissibile da f_0 è strettamente determinato (per non incorrere in errori) dalla larghezza della sommità della curva di risposta dei circuiti di selezione.

Per evitare gli inconvenienti connessi con lo slittamento di frequenza, viene inserito un *controllo auto-*

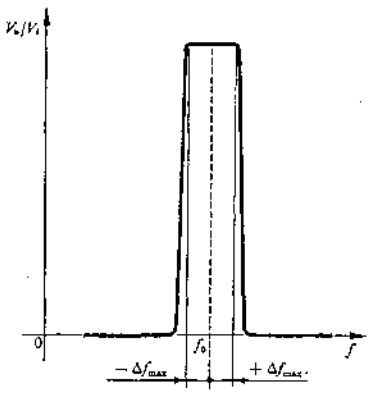


Figura 3.23. Massima larghezza di banda della rete di selezione dell'A. d'O.

(1) Una banda così stretta consente di utilizzare questo strumento anche per misure su segnali a spettro continuo (rumore).

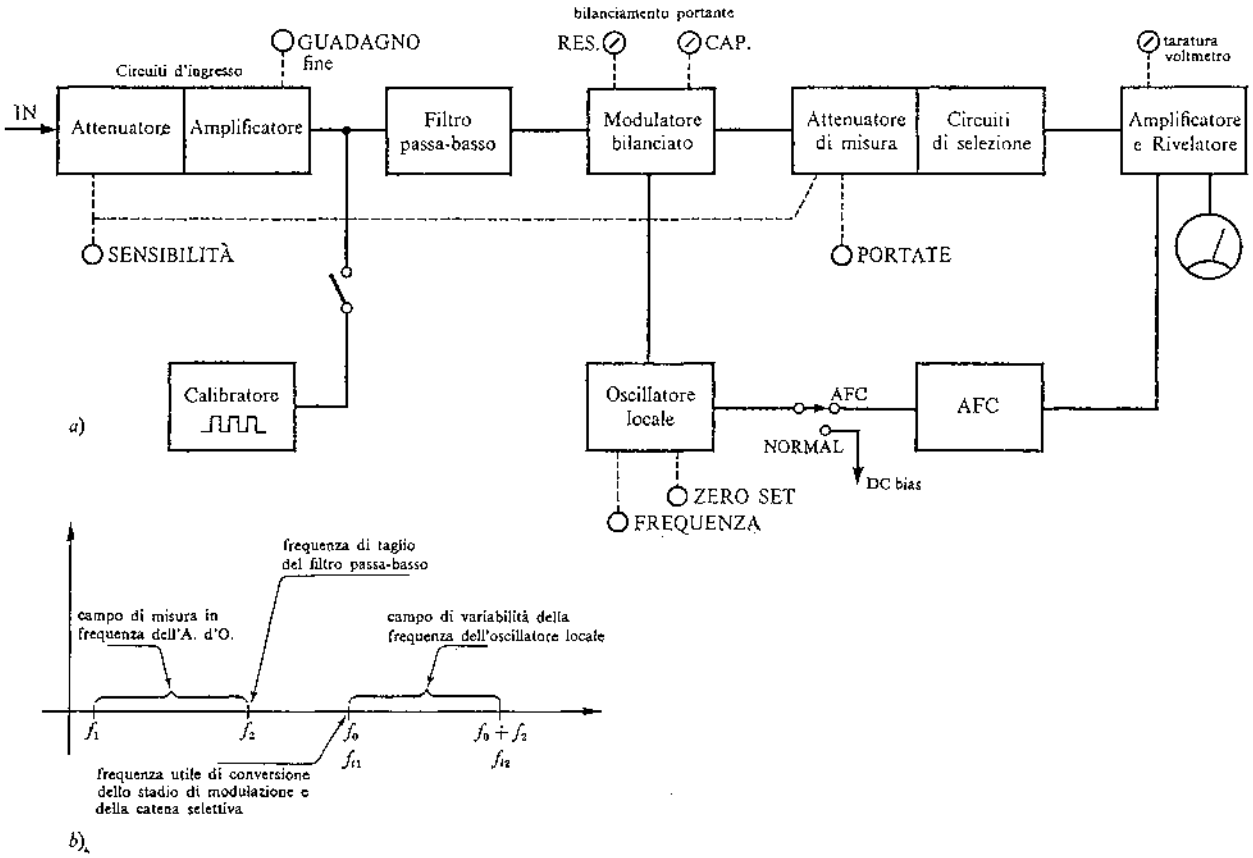


Figura 3.24. Tipico A. d'O.: *a*) schema a blocchi; *b*) campo di lavoro e frequenze caratteristiche.

matico di frequenza (AFC) che, tramite un circuito discriminatore, ha il compito di correggere la frequenza generata dall'O.L. in modo che all'uscita del modulatore la frequenza sia sempre f_0.

Un altro miglioramento è rappresentato da un *filtro passa-basso* che, posto davanti al modulatore bilanciato, ha il compito di sopprimere eventuali componenti alla f_0 del segnale di ingresso, che altrimenti arriverebbero "indisturbate" fino ai circuiti di misura, sommandosi al segnale in esame che ha anch'esso frequenza f_0, ma a causa della conversione subita (1). In fig. 3.24. è riportato lo schema a blocchi completo dell'A.d'O.

È indispensabile, quando viene impiegato questo strumento, visualizzare su di un oscilloscopio il segnale che si intende analizzare per rendersi conto della sua forma e soprattutto per operare una misura preventiva di tensione al fine di predisporre l'attenuatore di ingresso nella posizione più conveniente, *posizione che non deve essere ritoccata per tutta la durata della misura*, in quanto all'ingresso del modulatore sono *sempre presenti tutti i termini* che costituiscono il segnale di ingresso anche se, ad esempio, si sta misurando la 30ª armonica.

(1) Si ricordi che f_0 è fuori dalla gamma di frequenza dello strumento e quindi è lecito eliminare le componenti del segnale di ingresso a tale frequenza.

2.3. Circuiti caratteristici

Attenuatore d'ingresso

È un partitore compensato variabile a scatti e serve a ridurre l'ampiezza del segnale di ingresso ad un livello che previene il sovraccarico del successivo stadio amplificatore. Trascina meccanicamente l'attenuatore di misura che di conseguenza viene posizionato per la misura del termine di maggiore ampiezza (la fondamentale) del segnale di ingresso.

Amplificatore d'ingresso

Oltre a contribuire ad aumentare la sensibilità dell'A.d'O. esplica il compito di stadio separatore tra l'ingresso e lo stadio di conversione; naturalmente deve presentare buona stabilità, bassa distorsione ed una risposta in frequenza piatta per tutto il campo di misura, e ciò è ottenuto tramite appropriata reazione negativa.

In questo blocco si ha la possibilità di intervenire qualora si vogliano effettuare le misure delle armoniche in — dB rispetto alla fondamentale, la cui ampiezza viene presa come riferimento di livello 0 dB. Regolando dall'esterno in modo opportuno (indicazione di 0 dB sul voltmetro) il guadagno dello stadio, si eseguono, anziché delle misure di ampiezza di tipo *assoluto*, delle misure di tipo *relativo* (all'am-

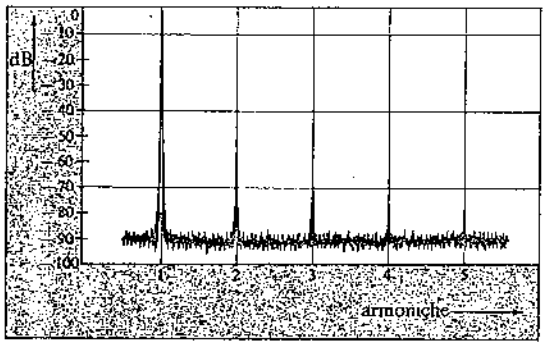


Figura 3.25. Rappresentazione dello spettro di una funzione.

piezza della fondamentale), che permettono una rappresentazione spettrale della grandezza in esame, come quella di fig. 3.25., che risulta di notevole utilità in alcune applicazioni (vedi pag. 179).

Filtro passa-basso

Elimina le frequenze al di sopra di quella massima di lavoro (f_2) dello strumento (f_2 è necessariamente inferiore alla f_0): ciò impedisce che qualsiasi componente alla f_0 del segnale di ingresso possa raggiungere direttamente il modulatore interferendo nelle misure, oltre a quanto detto a proposito della fig. 3.33.

Modulatore bilanciato

Fa parte del circuito di conversione che, a seconda del valore che si impone alla frequenza dell'O.L. (variabile tra f_0 e f_{12}), converte via via le frequenze contenute nel segnale di ingresso ad una frequenza fissa f_0 alla quale sono allineati i blocchi che seguono. Il suo comportamento è quello di *moltiplicatore* dei due segnali che pervengono ai suoi ingressi.

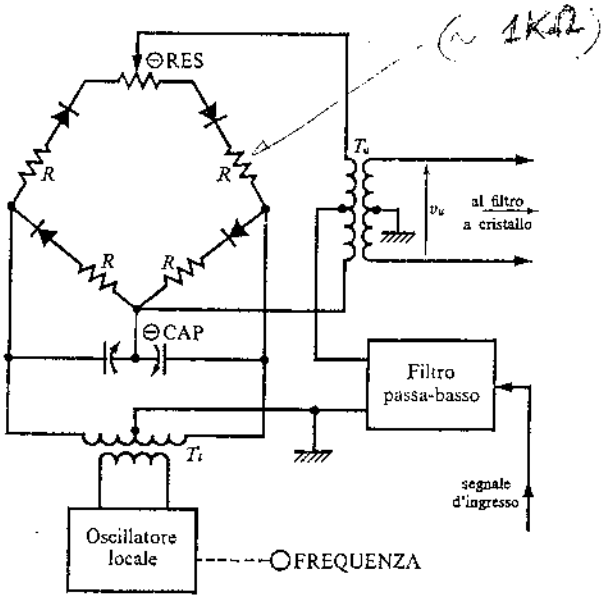


Figura 3.26. Modulatore bilanciato.

Questo stadio deve possedere una grande *(banda) dinamica*, cioè deve poter modulare segnali di ampiezza sia molto piccola che molto grande, basti pensare, ad es., alla differenza di ampiezza tra un'armonica di ordine elevato e la fondamentale.
La struttura del circuito è del tipo a ponte (fig. 3.26.), nei cui lati sono inseriti quattro diodi che debbono essere il più possibile uguali.
Una diagonale del ponte è alimentata dall'O.L. tramite il trasformatore in alta frequenza T_i, mentre sull'altra diagonale, che è quella di uscita, è inserito un analogo trasformatore T_u, il cui secondario fa parte di un circuito oscillante (non in figura) accordato alla f_0 e che porta al primo dei circuiti di selezione.
Il segnale di ingresso, dopo aver subito l'azione del filtro passa-basso, viene applicato tra la presa centrale del primario di T_u (lato caldo) e la presa centrale del secondario di T_i (lato freddo).
È inoltre indispensabile che la portante non sia presente in uscita, in modo tale che non interferisca nelle misure; a tale scopo la sua completa soppressione è verificata con l'uguaglianza dei quattro lati del ponte. Per ridurre l'effetto di eventuali differenze delle resistenze dirette dei diodi si inseriscono in serie ad essi delle resistenze di compensazione R di valore elevato (~1 kΩ): in tal modo la precisione di ogni lato dipende prevalentemente da R.
Un ulteriore affinamento della soppressione della

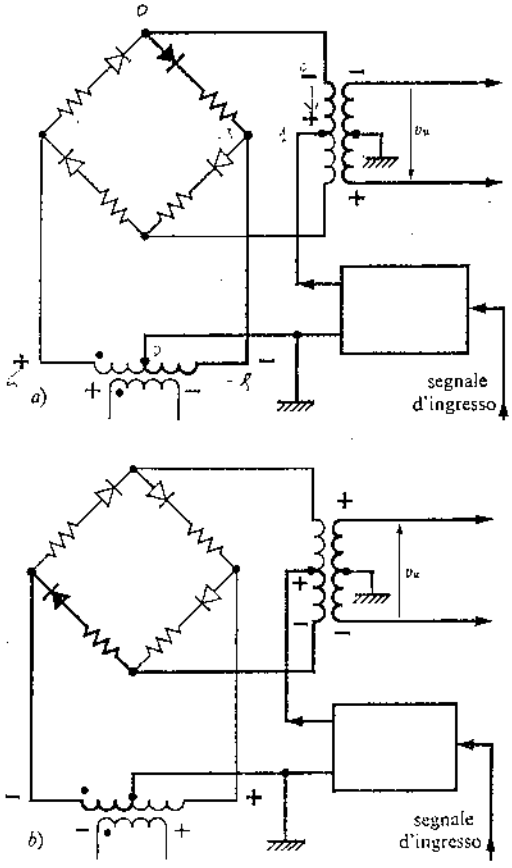


Figura 3.27. Fasi di conduzione del modulatore.

portante avviene con il *bilanciamento*, agendo opportunamente su RES e CAP (1).

Il funzionamento del modulatore bilanciato è il seguente: il segnale dell'O.L. manda in conduzione a due a due, alternativamente, a seconda della polarità, i lati adiacenti del ponte e, data la sua ampiezza notevolmente superiore a quella del segnale modulante (segnale di ingresso), quest'ultimo non altera la polarizzazione dei diodi. In tal modo il segnale modulante viene *chopperato* su T_u, secondo i percorsi indicati nella fig. 3.27.*a* e *b*. Come risultato si ha quindi una tensione d'uscita V_u la cui ampiezza è proporzionale a quella del segnale modulante, ma con polarità che cambia ad ogni inversione del segnale generato dall'O.L.

Nel caso particolare in cui il segnale di ingresso sia costituito soltanto da un termine sinusoidale, la grandezza in uscita al modulatore presenta un andamento come quello di fig. 3.28., caratteristico della modulazione a portante soppressa.

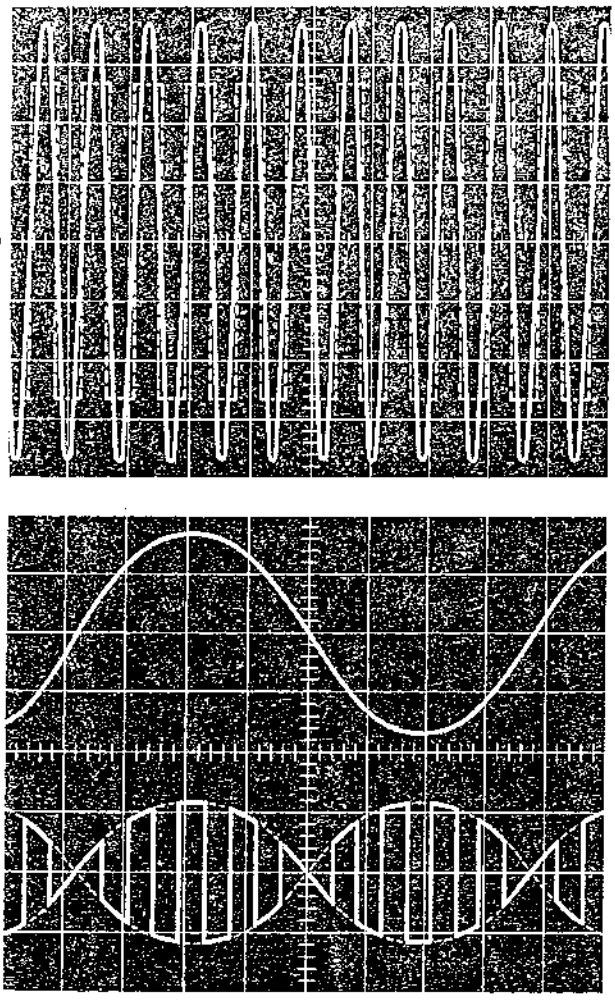


Figura 3.28. Forme d'onda del modulatore bilanciato: *a*) segnale sinusoidale dell'oscillatore locale che svolge la funzione di un'onda quadra (tratteggiata); *b*) segnale d'ingresso; *c*) segnale d'uscita.

(1) Con questa operazione si portano a zero (o ad un minimo) le componenti in fase (con RES) e le componenti in quadratura (con CAP) della portante (vedi § 2.5.).

Il contributo della portante è pari a quello di una onda quadra: il suo compito infatti è solo quello di mandare alternativamente in conduzione i diodi dei lati adiacenti del ponte con le modalità già esposte.

Per ottenere una espressione analitica del segnale in uscita a T_u, nelle ipotesi fatte, basterà moltiplicare l'espressione della tensione sinusoidale di ingresso

$$v_i = V_i \operatorname{sen} \omega_i t$$

per la serie (2)

$$\frac{4}{\pi}\left[\operatorname{sen}\omega_i t + \frac{1}{3}\operatorname{sen} 3\omega_i t + \ldots + \frac{1}{2n-1}\operatorname{sen}(2n-1)\omega_i t + \ldots\right]$$

che rappresenta un'onda quadra di periodo pari a quello della portante (segnale generato dall'O.L.) e di ampiezza unitaria.

L'espressione del segnale di uscita sarà allora:

$$v_u = V_i \operatorname{sen}\omega_i t \cdot \frac{4}{\pi}\left[\operatorname{sen}\omega_i t + \frac{1}{3}\operatorname{sen} 3\omega_i t + \ldots + \frac{1}{2n-1}\operatorname{sen}(2n-1)\omega_i t + \ldots\right] =$$

$$= \frac{4}{\pi} V_i \left[\operatorname{sen}\omega_i t \cdot \operatorname{sen}\omega_i t + \frac{1}{3}\operatorname{sen}\omega_i t \cdot \operatorname{sen} 3\omega_i t + \ldots + \frac{1}{2n-1}\operatorname{sen}\omega_i t \cdot \operatorname{sen}(2n-1)\omega_i t + \ldots\right].$$

Se si prendono in considerazione successivamente i vari termini che compaiono entro parentesi e ad ognuno di essi si applicano le formule di prostaferesi si ottiene, ad es., nel caso del primo di essi:

$$\frac{4}{\pi} V_i \operatorname{sen}\omega_i t \cdot \operatorname{sen}\omega_i t =$$

$$= \frac{2}{\pi} V_i [\cos(\omega_i - \omega_i)t - \cos(\omega_i + \omega_i)t]\,. \qquad (3.34.)$$

Dall'esame di questa espressione si vede come il primo termine del segnale di uscita risulti composto da due funzioni sinusoidali aventi pulsazione rispettivamente

$$(\omega_i - \omega_i) \quad \text{e} \quad (\omega_i + \omega_i)$$

e di ampiezza ciascuna pari a $(2/\pi)V_i$.

Tenendo conto anche degli altri termini dello sviluppo si vede che a questi due termini sinusoidali si

(2) Vedi paragrafo 1.4. *f*) con origine però come in fig. 3.28.*a*.

aggiungono via via altre coppie di termini sinusoidali di pulsazione rispettivamente

$$[(2n-1)\omega_i-\omega_i] \quad \text{e} \quad [(2n-1)\omega_i+\omega_i]$$

e di ampiezza via via decrescente (fig. 3.29.*c*).
Nel caso più generale di una funzione in ingresso con spettro di frequenza come in fig. 3.30.*a*, tenendo presente l'applicazione che interessa ed in particolare che il filtro passa-basso taglia tutte le frequenze $f>f_2$ (fig. 3.30.*b*), in entrata allo stadio di modulazione saranno presenti soltanto i termini di frequenza $nf_i<f_2$ (fig. 3.30.*c*).
Per facilitare la comprensione di quanto precede, si supponga che:

$f_i = 10$ kHz, quindi $2f_i = 20$ kHz, $3f_i = 30$ kHz, ecc.;

$f_2 = 50$ kHz;

$f_0 = 100$ kHz, cioè la frequenza di lavoro dei circuiti di selezione;

$f_{i2} = 150$ kHz, cioè l'O.L. può variare tra 100 e 150 kHz;

$f_i = 110$ kHz, cioè f_0+nf_i, per $n = 1$ in quanto si vuole analizzare la fondamentale.

In queste condizioni si ha la situazione illustrata nella fig. 3.31.
La scelta dei valori numerici per f_i, f_0, f_2 è dettata da considerazioni oggettive derivate dall'analisi dello spettro di cui alla fig. 3.31.*c*: riproponendo tale figura nella veste della fig. 3.32., si nota quanto sia importante che non vi siano interazioni tra due spettri successivi, cioè ad es. tra quello dovuto alla fondamentale e quello dovuto alla 3ª armonica.
A questo riguardo si ribadisce quanto sia indispensabile l'azione del filtro passa-basso per le $f>f_2$, in quanto impedisce allo spettro di estendersi in modo eccessivo, cosa che determinerebbe una quasi completa sovrapposizione di bande per tutto il cam-

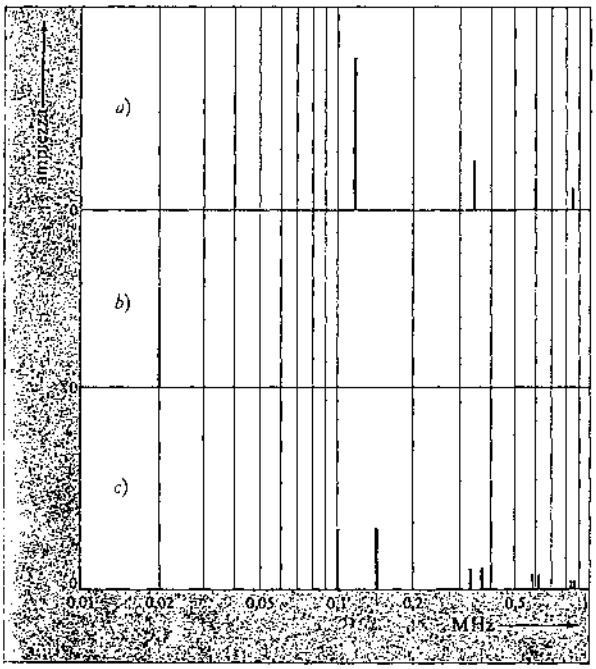


Figura 3.29. Conversione di frequenza di un segnale monofrequenziale. Spettri di: *a*) portante; *b*) modulante; *c*) segnale d'uscita.

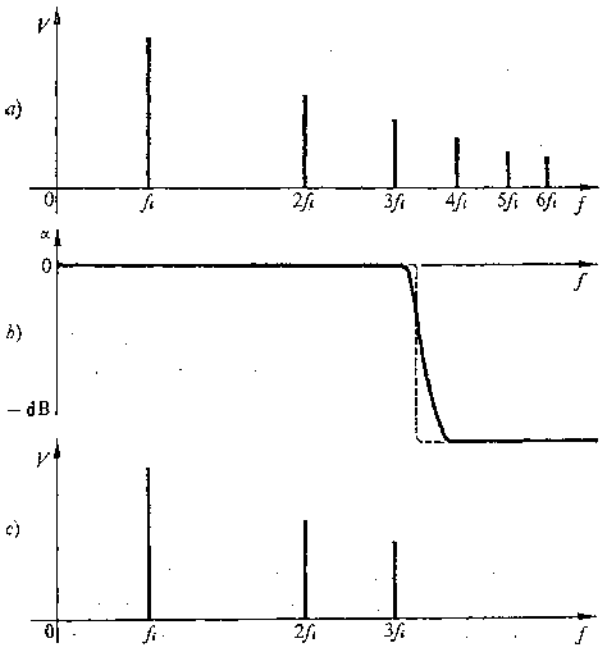


Figura 3.30. Azione del filtro passa-basso su di un segnale: *a*) spettro del segnale di ingresso; *b*) caratteristica del filtro (tratteggiata quella ideale); *c*) segnale d'uscita.

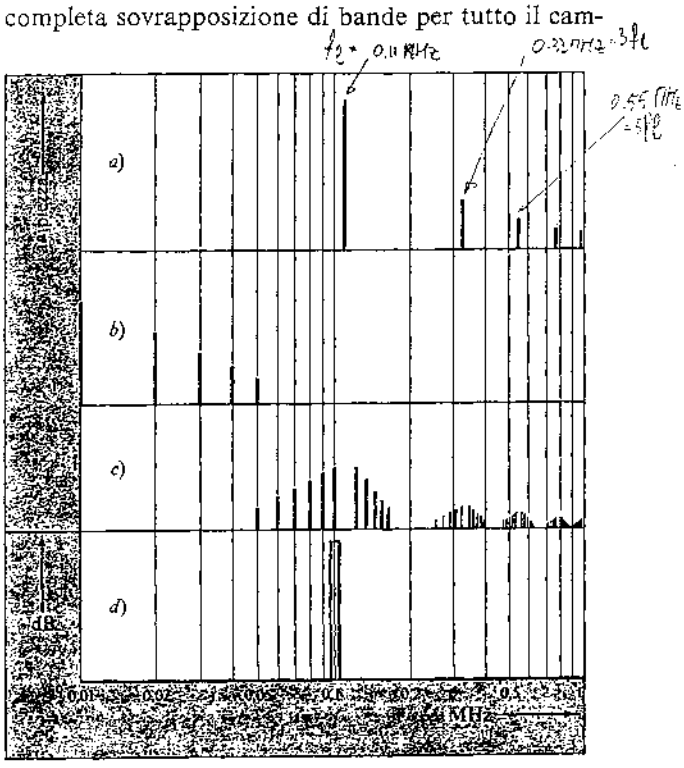


Figura 3.31. Conversione di frequenza di un segnale complesso: *a*) portante; *b*) modulante; *c*) bande laterali; *d*) finestra dei circuiti di selezione.

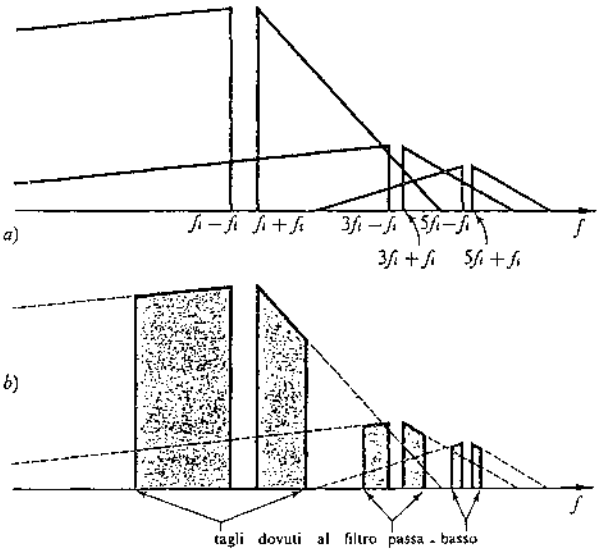


Figura 3.32. Prodotti della conversione: *a*) sovrapposizione di bande laterali; *b*) azione del filtro passa basso per eliminare quelle indesiderate (tratteggiate).

po di frequenza. La fig. 3.32.*a* indica chiaramente come tale distribuzione degli spettri di frequenza sia inaccettabile, perché per i circuiti di selezione alla f_0 non sarebbe possibile separare alcuna banda utile, in quanto ciascuna di esse contiene parte di quelle successive e l'errore nelle misure sarebbe notevole e casuale.

È quindi necessario che il valore minimo di f_i sia per lo meno doppio della frequenza massima analizzabile f_a. In tal modo infatti si ha una distribuzione di spettri come in fig. 3.32.*b* senza possibili sovrapposizioni.

Per ragioni di sensibilità è poi preferibile prendere in considerazione, come banda utile per la misura, una delle due bande dovute alla fondamentale della portante, in quanto sono quelle a maggior valore assoluto. Generalmente viene preferita quella inferiore per comodità di filtraggio.

È allora

$$f_0 = f_i - nf_i \,.$$

Va notato che, per ciascuna misura, all'uscita dello stadio di conversione ogni termine del segnale d'ingresso è attenuato della stessa quantità $2/\pi$ e quindi non si alterano i rapporti tra le ampiezze delle singole armoniche.

Circuiti di selezione

Sono costituiti da « filtri passa-gamma » altamente selettivi che, per realizzare una banda passante di pochi Hz, impiegano dei quarzi, seguiti da amplificatori a frequenza intermedia accordati alla f_0, introdotti allo scopo di esaltare la sensibilità dell'A. d'O.

Quarzo

Il comportamento di un quarzo in funzione della frequenza si evince dallo studio del suo circuito equivalente, riportato in fig. 3.33.*b*: R_Q, L_Q, C_Q sono i parametri propri del cristallo e C' rappresenta la capacità degli elettrodi entro i quali il quarzo ha funzione di dielettrico.

Si tratta sostanzialmente di un circuito a doppia risonanza con Q elevatissimo (da alcune migliaia al milione) e costruiti per lavorare ad una frequenza entro un campo che va dalle decine di kHz ai 10 MHz.

Per un tipico quarzo da 100 kHz i valori dei parametri sono: $L_Q = 130$ H; $C_Q = 0{,}0192$ pF; $R_Q = 15\,\text{k}\Omega$; $Q \simeq 5400$. Il valore di C', dell'ordine di qualche pF, è poi alcune centinaia di volte maggiore di C_Q.

Osservando il circuito riportato in fig. 3.33.*b*, si vede che la parte reattiva dell'impedenza del quarzo vale (dopo aver trasportato R_Q in parallelo),

$$jX_Q = \frac{j(\omega L_Q - 1/\omega C_Q)(1/j\omega C')}{j\omega L_Q + 1/j\omega C_Q + 1/j\omega C'} =$$

$$= \frac{(\omega L_Q - 1/\omega C_Q)(1/\omega C')}{j[\omega L_Q - (1/\omega)(1/C_Q + 1/C')]} \qquad (3.35.)$$

nella quale, annullando il numeratore, si ottiene la pulsazione di risonanza serie [1]

$$\omega_{0s} = \frac{1}{\sqrt{L_Q C_Q}} \qquad (3.36.)$$

e invece, annullando il denominatore, la pulsazione di risonanza parallelo vale

$$\omega_{0p} = \sqrt{\frac{1}{L_Q}\left(\frac{1}{C_Q} + \frac{1}{C'}\right)}. \qquad (3.37.)$$

Se si trascura l'effetto di R_Q, l'andamento di $X_Q = f(\omega)$

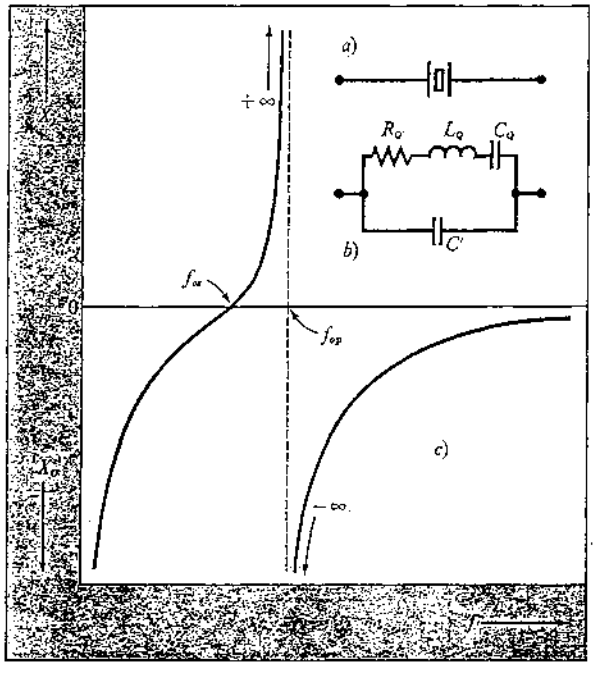


Figura 3.33. Quarzo: *a*) simbolo; *b*) circuito equivalente; *c*) curva caratteristica.

[1] Il valore di ω_{os} può essere leggermente spostato inserendo una capacità in parallelo al quarzo.

è come risulta in *c*). Poiché, come si è già detto, $C' \gg C_Q$, le due frequenze di risonanza sono molto vicine l'una all'altra, come si deduce immediatamente esprimendo la (3.37.) nel modo seguente:

$$\omega_{op} = \sqrt{\frac{1}{L_Q C_Q}\left(1 + \frac{C_Q}{C'}\right)} = \omega_{os}\sqrt{1 + \frac{C_Q}{C'}}$$

se $C_Q/C' = 0{,}003$, risulta $\omega_{op} = \omega_{os} \cdot 1{,}0015$ con uno scarto dell'1,5‰. Inoltre tali frequenze, per le caratteristiche del componente, si mantengono stabilissime nel tempo se la temperatura resta costante (vedi « *Variazioni di temperatura* »).
Per $\omega_{os} < \omega < \omega_{op}$ il quarzo si comporta induttivamente, mentre la sua reattanza è capacitiva al di fuori di tale intervallo di frequenze.

Facendo riferimento alla prima delle due possibilità di realizzazione dei circuiti di selezione, la loro risposta (fig. 3.23.) deve presentare una sommità piatta al fine di non introdurre errori per piccolissime variazioni di frequenza attorno ad f_0; per ottenerla si dispongono filtri passa-gamma a quarzo (fig. 3.34.) in cascata in modo tale che le loro risposte in frequenza risultino complementari per tutta la larghezza della banda che si vuole ottenere. Se si prende in esame una cella costituita come in *a*), si nota che il quarzo Q, per il segnale d'ingresso V_i, forma un partitore di tensione con la resistenza R_u, e, se si tiene presente il grafico di fig. 3.33, è evidente che la tensione d'uscita di tale circuito risulterà quella di valore più elevato quando siano verificate le condizioni di risonanza serie ($f = f_{os}$). In questo caso infatti la ($\overline{Z}_Q$) è la più piccola e coincide con la R_Q, e quindi

$$V_u = V_i \frac{R_u}{R_Q + R_u}.$$

Per piccole variazioni di frequenza attorno a f_{os} si hanno notevolissimi incrementi di X_Q, induttivi o capacitivi, che determinano nel circuito un aumento

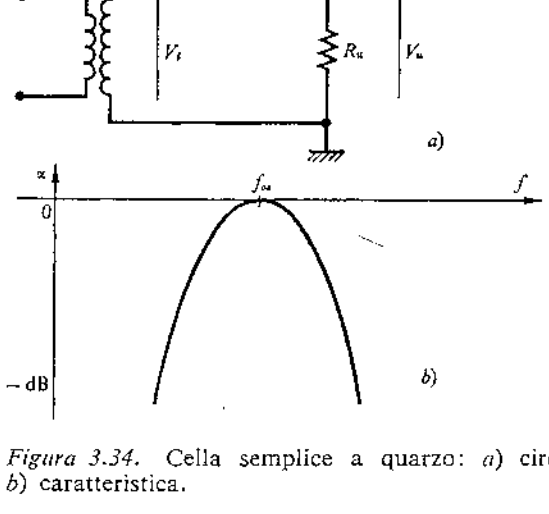


Figura 3.34. Cella semplice a quarzo: *a*) circuito; *b*) caratteristica.

dell'attenuazione, il cui andamento in funzione della frequenza è rappresentato in fig. 3.34.*b*.
Fatta questa premessa, risultano di facile comprensione sia il funzionamento che la risposta del circuito di fig. 3.35.*a*, primo blocco dei circuiti di selezione: è costituito da due celle filtranti passa-gamma in parallelo, i cui quarzi Q_1 e Q_2 vengono fatti funzionare alla risonanza serie per due frequenze f_{os1} e f_{os2} equidistanti di circa 1 Hz dal valore di centro banda che si vuole ottenere.
La risposta presenta due massimi in corrispondenza delle rispettive frequenze di risonanza, e si ottiene applicando il teorema della sovrapposizione degli effetti in uscita alla rete, cioè facendo agire una alla volta le due celle a cristallo (1).
L'altra cella filtrante, anch'essa passa-gamma a quarzo (fig. 3.35.*b*), è accordata alla f_0 ed ha il compito di eliminare l'avvallamento alla f_0 dovuto alla prima cella, aumentando l'attenuazione in corrispondenza di f_{os1} e f_{os2}.
Essendo i due circuiti in cascata e non considerando l'azione dei due blocchi intermedi, attenuatore ed amplificatore di frequenza intermedia, in quanto intervengono soltanto sul modulo del segnale e non sulla banda, la risposta complessiva dei circuiti di selezione si ricava sommando punto per punto le risposte dei due filtri, regolando opportunamente in sede di taratura (vedi nota 1 a pag. 153) la distanza tra f_{os1} e f_{os2} sino ad ottenere la sommità piatta, come in fig. 3.35.*c*.

Attenuatore di misura

Come già detto (par. 2.3.), viene automaticamente posizionato da quello di ingresso quando l'operatore si accinge ad effettuare la misura dell'ampiezza della fondamentale. Per le successive misure delle ampiezze delle armoniche è necessario allora ridurre il rapporto di attenuazione e ciò naturalmente man mano che si procede verso le armoniche di ordine più elevato.
Anche in questo caso l'attenuatore di misura è variabile a scatti, compensato, e, rispetto all'iniziale posizionamento dovuto all'attenuatore di ingresso, può diminuire il rapporto di attenuazione sino ad un massimo dell'ordine delle 1000 unità (60 dB) fino al valore di portata minima corrispondente alla sensibilità dei circuiti di misura (amplificatore e voltmetro): il valore di tale sensibilità può raggiungere le decine di μV f.s.

---

(1) Si tenga presente che nell'intervallo di frequenza compreso tra f_{os1} e f_{os2} Q_1 si comporta induttivamente e Q_2 capacitivamente, unito al fatto che le tensioni di ingresso alle due celle sono sfasate l'una rispetto all'altra di 180°. In tali condizioni le tensioni di uscita delle due celle sono in fase e l'uscita complessiva V_{u1} sarà la somma di esse; di conseguenza l'attenuazione complessiva, nell'intervallo di frequenze f_{os1} e f_{os2}, risulterà diminuita.

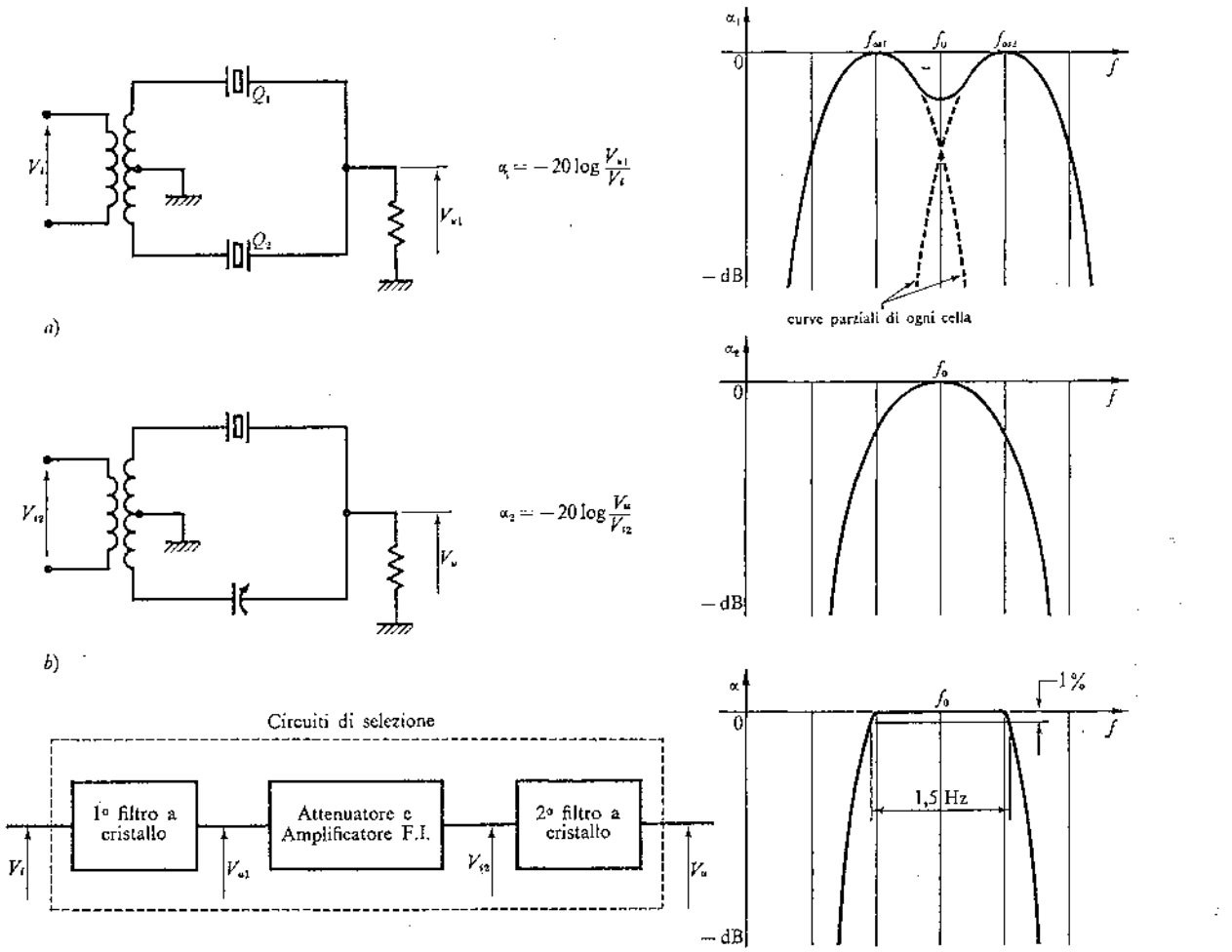


Figura 3.35. Analizzatore d'onda. Circuiti di selezione e loro risposta: *a*) prima cella; *b*) seconda cella; *c*) schema a blocchi completo.

Circuito AFC

Può essere considerato come un sistema a feedback negativo dove l'uscita del discriminatore corregge la frequenza dell'O.L. per ottenere in uscita al modulatore una frequenza che abbia il minimo errore rispetto alla frequenza intermedia f_0. In altre parole, se aumenta la frequenza del segnale di ingresso, la frequenza intermedia f_0 diminuirà sino a che rimarrà costante la frequenza dell'O.L. (è infatti $f_0 = f_i - f_i$). Ma una diminuzione di f_0 comporta l'immediato intervento del discriminatore AFC che fornisce un segnale continuo il cui valore assoluto aumenta al discostarsi della frequenza dal valore prefissato di centro banda f_0.

Questo segnale agisce sui componenti che determinano il controllo di frequenza dell'O.L., generalmente *diodi varicap*, ai quali viene variata la polarizzazione inversa.

In fig. 3.36. è rappresentato il circuito del discriminatore AFC: la tensione al secondario del trasformatore in alta frequenza si ripartirebbe nelle v_Q e v_C in rapporto alle rispettive impedenze. Però, a causa della presenza dei due diodi che funzionano alternativamente da interruttori, in ogni semionda una delle due impedenze è cortocircuitata. Il circuito è dimensionato in modo che il quarzo lavori nell'intervallo compreso tra f_{os} e f_{ov} (fig. 3.33.) entro il quale cade la f_0.

Se il segnale di ingresso è a frequenza esattamente uguale a f_0, la reattanza induttiva di Q è uguale a quella capacitiva di C, ed allora v_Q e v_C sono due

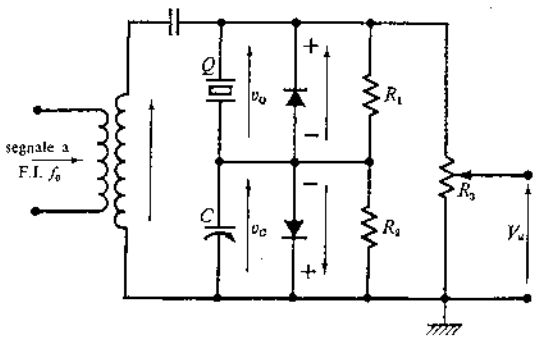


Figura 3.36. Analizzatore d'onda. Circuito AFC.

tensioni a semionda come in fig. 3.37.*a* con ampiezza $V'_Q = V'_C$. Per $f > f_0 \rightarrow f_{os}$ prevale la reattanza del quarzo e quindi in uscita si avrà (fig. 3.37.*b*) $V''_Q > V''_C$.
Per $f < f_0 \rightarrow f_{os}$ la reattanza del quarzo risulta inferiore a quella di C e quindi in uscita si avrà (fig. 3.37.*c*) $V'''_Q < V'''_C$.

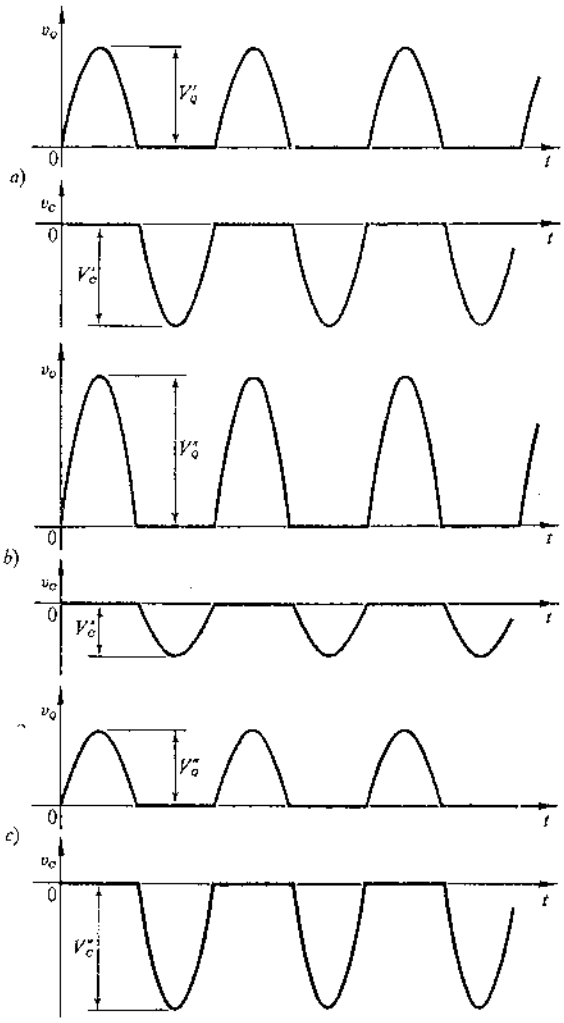
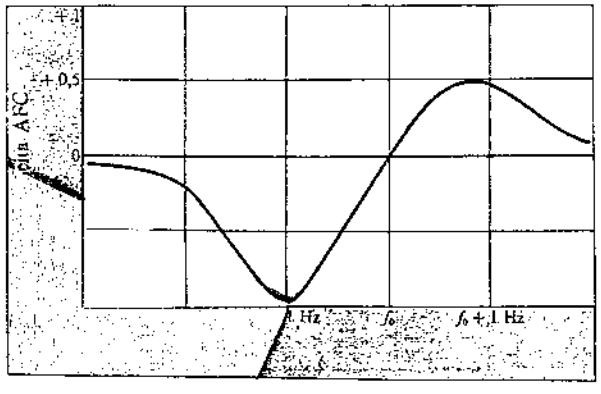


Figura 3.37. Analizzatore d'onda. Forme d'onda del circuito AFC: *a*) per $f = f_0$; *b*) $f > f_0$; *c*) $f < f_0$.



zatore d'onda. Risposta del cir-

Concludendo:

per $f = f_0$ l'uscita ha valor medio nullo
» $f > f_0$ » » » » > 0
» $f < f_0$ » » » » < 0

per frequenze molto lontane da f_0, poiché C è scelto di valore pari a quello di C' (fig. 3.33.*b*), l'uscita del discriminatore ha valor medio nullo.
È il caso di sottolineare che la tensione di uscita del circuito AFC, la cui caratteristica dinamica è rappresentata in fig. 3.38., si viene a sovrapporre ad un controllo dc di polarizzazione inversa dei diodi varicap dell'O.L. (fig. 3.39.).

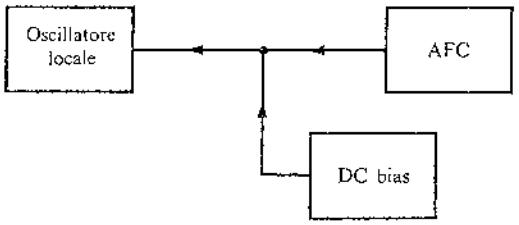


Figura 3.39. Analizzatore d'onda. Controllo della frequenza dell'oscillatore locale.

Calibratore

È un circuito che fornisce un segnale (generalmente un'onda quadra) di ampiezza e frequenza note e molto stabili nel tempo al fine di effettuare la taratura del voltmetro dell'A.d'O.

2.4. Circuiti ausiliari dell'A. d'O.: BFO

Al fine di rendere più versatile lo strumento ed utilizzarlo direttamente per il rilievo di curve di risposta di 4-poli in B.F., il costruttore normalmente aggiunge ai blocchi già visti e che costituiscono la parte fondamentale dell'A.d'O., alcuni circuiti che permettono il suo impiego sia come oscillatore, utilizzando la scala finemente tarata dell'O.L., sia come voltmetro ad elevata sensibilità.
Il vantaggio di usare il BFO come oscillatore consiste nel fatto che il segnale in uscita ha frequenza sempre uguale a quella su cui l'A.d'O. è sintonizzato.
I blocchi aggiuntivi, che permettono tutte queste operazioni sono costituiti da un *modulatore bilanciato di uscita*, unitamente ai circuiti rappresentati in fig. 3.40.
Il modulatore bilanciato di uscita ha struttura analoga a quello di ingresso, senza però la necessità di essere perfettamente bilanciato (non si debbono infatti operare misure) e di conseguenza i rami del ponte sono costituiti da soli diodi e non sono presenti i comandi di bilanciamento. Ai suoi ingressi pervengono il segnale generato dall'O.L. (f_1) che svolge nuovamente il ruolo di portante ed il segnale

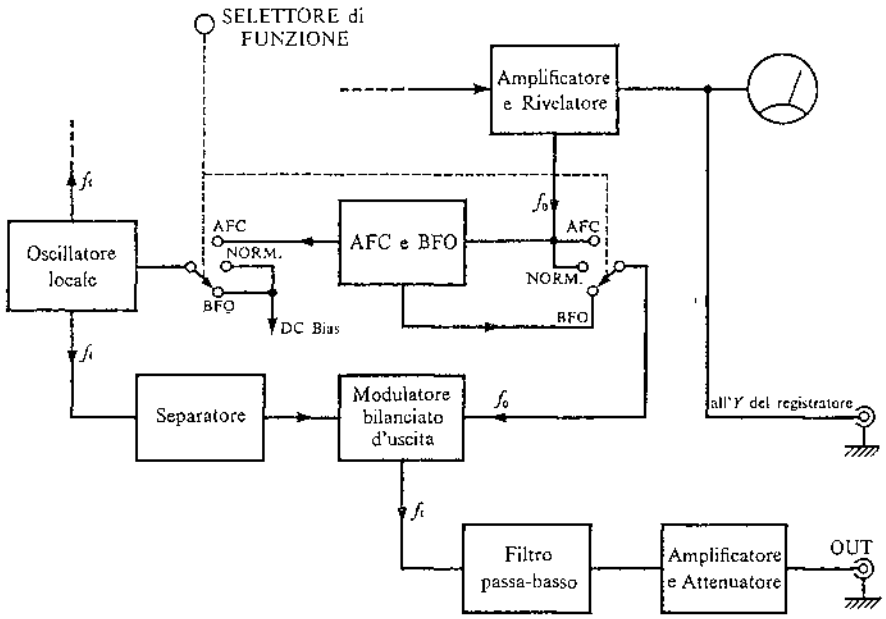


Figura 3.40. Analizzatore d'onda. Circuiti ausiliari (BFO).

alla f_0 per qualsiasi posizione del selettore di funzione, in quanto in posizione BFO (uscita di bassa frequenza), il circuito AFC viene trasformato in oscillatore di elevatissima stabilità (quarzato) alla frequenza f_0. In tal modo, al variare di f_i, si ha in uscita un segnale variabile in frequenza ($f_i \div f_2$) controllato dall'O.L.

È quindi possibile realizzare un sistema come in fig. 3.41.: si invia al circuito di prova un segnale la cui frequenza è indicata sul quadrante dell'O.L.; l'ampiezza in uscita è rilevata sul voltmetro di misura. È prevista inoltre l'ulteriore possibilità di effettuare un rilievo dinamico della risposta applicando all'ingresso Y di un registratore XY l'uscita del circuito rivelatore di fig. 3.40., purché la variazione di frequenza (*sweep*) venga comandata da un segnale a rampa, applicato all'ingresso X (*metodo automatico*).

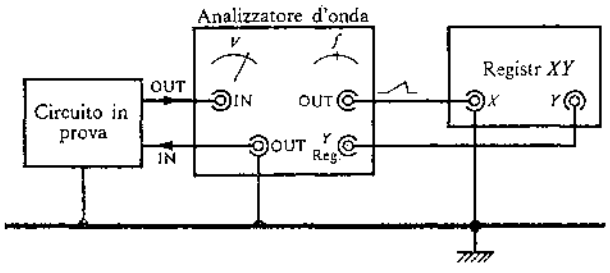


Figura 3.41. Sistema per il rilievo dinamico della risposta di un circuito.

2.5. Criteri per la taratura dell'A.d'O.

L'attendibilità e la qualità delle misure di frequenza e d'ampiezza dei termini armonici che si effettuano con questo strumento dipendono essenzialmente da come si compie la sua taratura, in quanto i circuiti « critici » dell'A.d'O., e cioè O.L., modulatore bilanciato e voltmetro di misura, sono direttamente influenzabili da fattori strettamente connessi alla stabilità e dei componenti impiegati e delle tensioni di riferimento e di alimentazione.

Prima delle misure è quindi indispensabile far raggiungere allo strumento l'*equilibrio termico* (almeno 1 h di accensione), procedendo solo dopo questo intervallo di tempo alla taratura.

Riferendoci allo schema a blocchi riportato in fig. 3.24.*a* e *b*, le operazioni da effettuarsi sono le seguenti:

1) *taratura della scala della frequenza* (f_i);

si realizza verificando lo zero di tale scala. Considerando la (3.33.), appare chiaro che quando è nulla la frequenza del segnale un ingresso risulta $f_i = f_o$. Confidando nella stabilità di risposta dei circuiti di selezione, si regola con variazioni fini la f_i (*zero set*) per una elongazione massima dell'indice del voltmetro di misura. Ciò equivale a dire, « centrare » con la f_i la « finestra » del filtro a quarzo.

2) *bilanciamento del modulatore per la soppressione della portante*;

rimanendo nelle condizioni di cui al punto 1), si aggiustano i comandi *RES.* e *CAP.* per l'indicazione minima dello strumento; tale indicazione deve mantenersi al di sotto di un minimo prefissato dal costruttore in modo tale che il suo valore sia sempre trascurabile nei confronti dell'ampiezza delle armoniche.

3) *taratura del f.s. del voltmetro di misura*;

sintonizzandosi sulla fondamentale della tensione del calibratore, utilizzata come segnale d'ingresso.

3. Analizzatore di spettro

Tra gli strumenti utilizzati per lo studio dei segnali nel dominio della frequenza, l'analizzatore di spettro (A. di S.) occupa un posto di rilievo ed incontra favori sempre crescenti.

Fino a qualche anno fa era considerato un utile strumento visualizzatore e niente di più; soltanto di recente, grazie a notevoli miglioramenti e soprattutto alla precisione con cui ora sono tarati sia l'asse delle ascisse (frequenza) che quello delle ordinate (ampiezza), è assurto al rango di strumento anche misuratore.

In particolare, l'uso del diodo varicap insieme alla tecnica dei circuiti transistorizzati ed integrati per il controllo della frequenza, ha portato allo sviluppo di A. di S. con regolazioni calibrate, dimensioni e peso ridotto, costo abbastanza contenuto. È di conseguenza diventato lo strumento d'avanguardia per molti costruttori, e, così come l'oscilloscopio, si presenta insostituibile nell'attrezzatura di ogni laboratorio: quello, nel dominio del tempo, questo, nel dominio della frequenza.

L'A. di S. serve a visualizzare e ad eseguire misure sullo spettro d'ampiezza di segnali. È concettualmente assai simile all'analizzatore d'onda, ma ne differisce nella presentazione del risultato che non appare più dall'indicazione di un voltmetro, ma sullo schermo di un tubo a raggi catodici.

Come già si è accennato, si tratta di una presentazione di tipo cartesiano nella quale l'asse delle ascisse viene riservato alla frequenza ed è opportunamente calibrato. L'asse delle ordinate, invece, anch'esso calibrato, serve per le ampiezze delle componenti del segnale o per i quadrati di tali ampiezze, che sono ovviamente proporzionali alla potenza associata ad ogni componente.

Alla grande comodità ed immediatezza della presentazione ed alla possibilità di agire in un campo di frequenza molto più ampio (tipicamente tra 0 e 1,5 MHz), ma in modelli speciali fino a varie decine di GHz, si contrappone però, rispetto all'A. d'O., una minor precisione nelle misure ed una minor risoluzione di frequenza.

Anche per l'A. di S. vale molto di quanto è stato detto a proposito di quest'ultimo strumento, in particolare lo studio concernente la conversione di frequenza. Non si ripeteranno qui quelle argomentazioni, dandole per scontate, per poter ormai procedere più speditamente.

Esistono due tipi di A. di S.:

– *in tempo reale*, che coprono esclusivamente il campo delle B.F.;

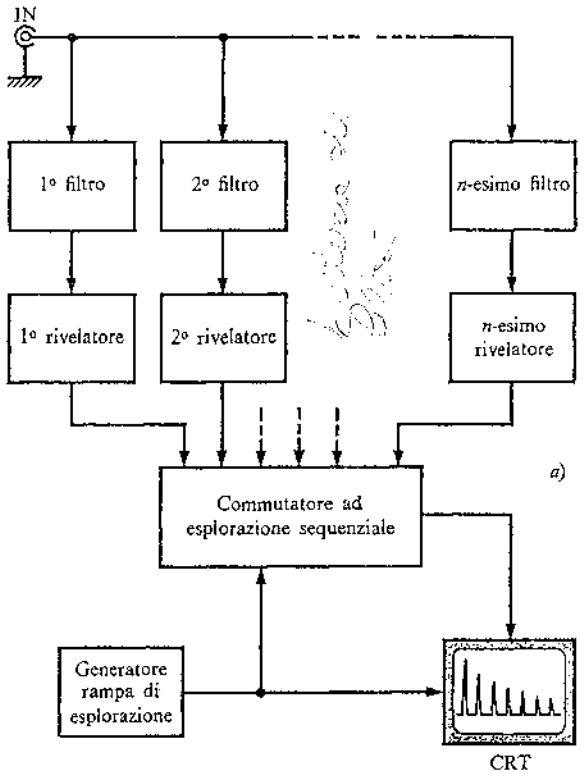
– *ad esplorazione di frequenza*, prevalentemente per le alte frequenze, ma recentemente e con tecniche particolari, anche per le B.F.

3.1. Analizzatori di spettro in tempo reale

a) Analizzatore multicanale

Il tipo più semplice e più immediato di A. di S. che si possa concepire è quello di fig. 3.42. che si ottiene inviando il segnale da studiare ad un gruppo di filtri passa-banda, ciascuno sintonizzato su di una frequenza leggermente diversa da quella dei filtri vicini.

Naturalmente ha un certo campo di frequenza e la batteria di filtri dovrà provvedere alla necessaria



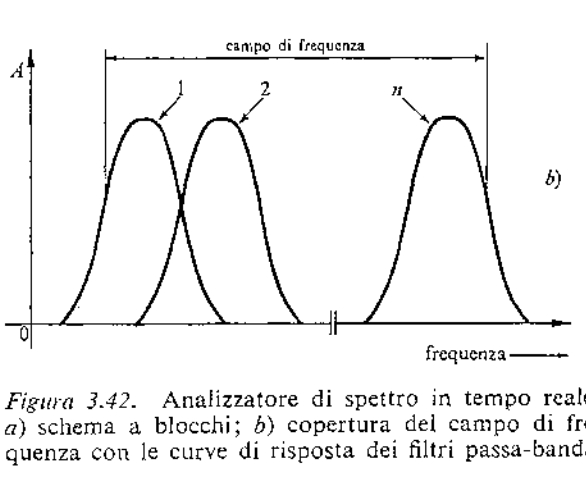


Figura 3.42. Analizzatore di spettro in tempo reale: *a*) schema a blocchi; *b*) copertura del campo di frequenza con le curve di risposta dei filtri passa-banda.

copertura di tale campo con sovrapposizione nelle zone di passaggio.
L'uscita di ogni filtro viene rivelata e poi, mediante un commutatore elettronico ad esplorazione sequenziale ad alta velocità, inviata all'asse verticale di un oscilloscopio, al cui asse orizzontale perviene una tensione a dente di sega sincronizzata con l'esplorazione del commutatore.
Sullo schermo dell'oscilloscopio, che è parte dello strumento in esame, appare quindi lo spettro del segnale da analizzare; è inoltre possibile memorizzare lo spettro ottenuto.
Occorre precisare che la struttura dell'A. di S. in tempo reale ha come immediata conseguenza una scarsa flessibilità d'uso, costi molto elevati ed una notevole limitazione del campo di frequenza. Infatti, se è importante avere una buona risoluzione, occorre che ogni filtro abbia una banda passante molto stretta e quindi il numero di filtri occorrenti per una corretta copertura sale in modo inaccettabile se il campo di frequenza supera un certo valore.
Per contro funziona in tempo reale, cioè prende in esame contemporaneamente tutte le componenti del segnale non appena esso viene applicato all'ingresso; è questo un pregio indubbio in quanto presenta la situazione del segnale in un certo istante e conserva quindi un'informazione supplementare: *la relazione di fase tra le varie componenti del segnale*.
A causa di questa simultaneità d'azione è inoltre l'unico A. di S. che consenta lo studio non solo di segnali periodici e casuali, ma anche di quelli transitori. Normalmente viene impiegato nel campo delle frequenze basse e bassissime (audio e sub-audio) e ciò perché i filtri possono essere anche molto selettivi senza che questo porti ad una limitazione della velocità di passata, come invece avviene per gli altri tipi di A. di S.

b) Analizzatore di Fourier

Esiste un'altra realizzazione di A. di S. in tempo reale, l'analizzatore di Fourier, che però, più di uno strumento di misura, lo si potrebbe definire un sistema di misura, data la notevole complessità e raffinatezza costruttiva, nonché il suo costo elevatissimo. È quindi un'apparecchiatura piuttosto rara e giustificata soltanto nei laboratori di grande importanza. Per questo motivo si accennerà solamente al principio su cui si basa (fig. 3.43.).
È in grado di analizzare contemporaneamente molti segnali, cioè ha disponibili in ingresso diversi canali. In ognuno di questi il segnale è dapprima campionato, quindi i singoli campioni subiscono una conversione analogico-digitale ed infine memorizzati.
La memoria è collegata ad un mini-computer che può svolgere qualsiasi operazione sia sui dati provenienti da ciascun canale che su quelli provenienti da canali diversi. I risultati di queste operazioni

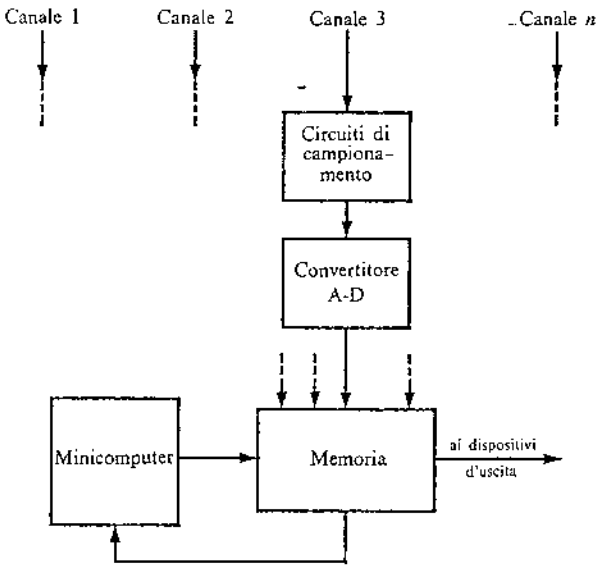


Figura 3.43. Schema a blocchi di principio di un Analizzatore di Fourier.

tornano alla memoria che, collegata ad un dispositivo d'uscita (CRT, registratore *XY*, ...), permette la loro lettura.
Le operazioni che più spesso possono essere eseguite sono il calcolo della serie e dell'integrale di Fourier, della funzione di auto-correlazione di un segnale e di correlazione incrociata tra due segnali, calcolo di proprietà statistiche su segnali casuali, ecc.
Il campo di frequenza nel quale opera parte dalla continua e non può superare le poche centinaia di kHz.
È utilissimo nello studio di segnali casuali o coperti da rumore, delle proprietà comuni di segnali diversi, ecc.
I campi di impiego sono quello delle vibrazioni delle strutture, l'aerodinamica, i servomeccanismi, l'acustica ed alcuni studi biomedici.

3.2. Analizzatori di spettro ad esplorazione di frequenza

Gli A. di S. ad esplorazione di frequenza, cioè non in tempo reale, possono essere realizzati secondo due principi diversi, o:
– utilizzando *un filtro a sintonia variabile*;
– ricorrendo al procedimento *supereterodina* già visto per l'A.d'O.

a) A. di S. con filtro a sintonia variabile

In questo caso si avrà uno schema di principio come illustrato dalla fig. 3.44. nel quale un generatore di rampa comanda contemporaneamente la deflessione orizzontale del CRT e la sintonia del filtro passabanda.

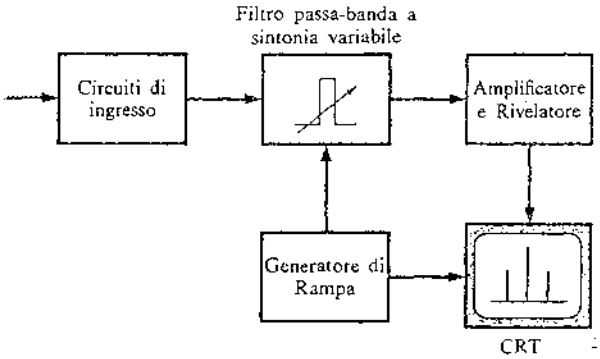


Figura 3.44. Schema a blocchi di principio di un analizzatore di spettro con filtro a sintonia variabile.

Il segnale, dopo aver subito una regolazione di livello nei circuiti di ingresso, perviene al filtro che ne esplora lo spettro. L'uscita del filtro, rivelata ed amplificata, va a comandare la deflessione verticale del CRT.

Uno schema di questo genere pone di fronte alle notevoli difficoltà già accennate nel § 2.1.: non è possibile infatti ottenere un filtro a sintonia variabile che copra una gamma estesa (non più di una decade), è difficile che possa essere molto selettivo e per finire, la sua banda passante dipenderà dalla frequenza.

Per tutti questi motivi, nonostante l'economicità della realizzazione, su questo principio vengono realizzati soltanto A. di S. per microonde, perché in tale campo molte delle difficoltà costruttive del filtro vengono a cadere. In tutti gli altri casi, e soprattutto quando si voglia avere uno strumento a grande copertura di frequenza, non resta che ricorrere allo schema supereterodina.

b) A. di S. supereterodina

Si tratta del tipo più comune di A. di S. Il principio della supereterodina di cui si è già parlato a proposito dell'A. d'O. e su cui sono basati i ricevitori radio, ribalta i termini del problema rispetto al caso precedente: invece di avere un filtro passa-banda la cui finestra viene spostata ad esplorare lo spettro del segnale, ora il filtro ha la finestra mantenuta su di una frequenza fissa, con il vantaggio di poterne scegliere il valore più adatto alla necessità operativa. Scompare la dipendenza della banda dalla frequenza, che ora è fissa e generalmente chiamata frequenza intermedia F.I. Attraverso la finestra viene poi fatto scorrere lo spettro del segnale da analizzare, convertendone in successione alla F.I. tutte le componenti (del segnale di ingresso). In fig. 3.45. è riportato uno schema di principio di tale strumento.

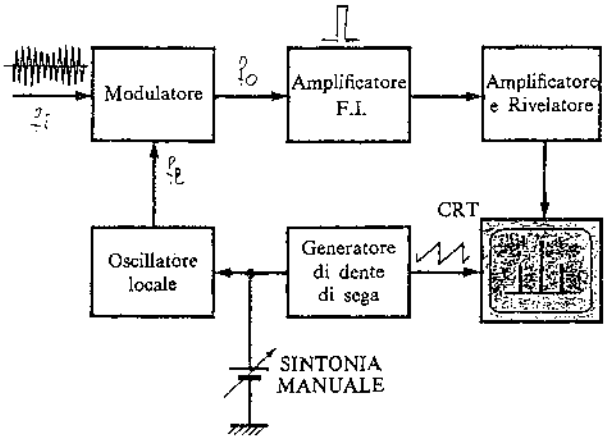


Figura 3.45. Schema a blocchi di principio di un Analizzatore di spettro tipo supereterodina. (In figura il segnale d'ingresso è di tipo AM).

Nel suo funzionamento normale (1), la frequenza dell'O.L. può essere fatta variare manualmente e/o elettronicamente in modo continuo da un valore minimo ad un valore massimo, su comando del dente di sega che contemporaneamente agisce sulla deflessione orizzontale del CRT.

L'uscita dell'O.L. perviene al modulatore assieme al segnale di ingresso e, come già visto nella (3.33.), l'equazione fondamentale di tale circuito è

$$f_i = f_i - f_0 \qquad (3.38.)$$

nella quale f_i, f_i e f_0 sono rispettivamente la frequenza del segnale, dell'O.L. e quella intermedia. Supponendo che la f_0 sia fissata su 200 MHz, si capisce che un segnale d'ingresso di 50 MHz, per essere visualizzato, richiederà che l'O.L. si porti sulla frequenza $f_i = f_i + f_0 = 250$ MHz.

L'equazione (3.38.) può essere considerata la più importante in quanto si riferisce al «*modo*» principale di funzionamento del modulatore; ve ne sono però altri e quindi l'equazione più generale, che va considerata anche per altri «*modi*» di funzionamento, è la

$$mf_i \pm nf_i = f_0 \qquad (3.39.)$$

nella quale m e n rappresentano l'ordine dell'armonica del segnale di ingresso e dell'O.L. rispettivamente.

Il filtro a F.I., essendo a frequenza fissa, è costruito in modo da avere larghezza di banda variabile (a scatti) e curva di risposta a fianchi ripidi.

L'esplorazione può essere totale, ed allora sullo schermo appare tutto il campo di frequenza dello strumento, oppure, con la sintonia manuale, ci si può portare sulla frequenza centrale desiderata ed attorno a questa realizzare una esplorazione elettronica la cui ampiezza può essere opportunamente regolata a seconda delle necessità.

(1) Come si è già detto, lo schema è lo stesso di un ricevitore radio A.M. e come tale può essere utilizzato se si tiene fissa la frequenza dell'O.L. e se l'uscita rivelata viene inviata ad un idoneo trasduttore audio. Può essere impiegato come ricevitore F.M. utilizzando come rivelatore il filtro F.I. non perfettamente sintonizzato.

Lo schema supereterodina è il più economico, il più flessibile e di conseguenza il più largamente utilizzato. Consente infatti buona sensibilità per via dell'amplificatore selettivo a F.I. ed una copertura di frequenza molto vasta, tipicamente dalla decina di kHz al centinaio di MHz.

Non è tuttavia un A. di S. in tempo reale. Ciò può essere un notevole inconveniente se si analizzano segnali con rapide variazioni. Può infatti succedere che una di queste riguardi una frequenza mentre si è sintonizzati su di un'altra. Per ridurre la possibilità di perdere questi fenomeni transitori, l'unico sistema è quello di ricorrere ad esplorazioni molto rapide. Purtroppo però, più rapide sono le passate e più larga deve essere la banda del filtro, con conseguente minore risoluzione.

Normalmente viene fornita un'ampia scelta di velocità di esplorazione e di bande passanti in modo che l'operatore, con una valutazione meditata, possa scegliere il giusto compromesso tra queste opposte esigenze.

3.3. Analizzatore di spettro per R.F.

Dopo avere accennato alla struttura ed alle caratteristiche generali di un A. di S. del tipo a supereterodina, si prenda in esame in modo più particolare lo schema a blocchi di uno di questi strumenti adatto ad un funzionamento in R.F., nel campo 1 kHz÷110 MHz (fig. 3.46.). Naturalmente valgono tutte le considerazioni generali fatte nel paragrafo precedente.

Si noti che il filtro passa-basso in ingresso elimina le componenti fuori banda del segnale e, insieme al primo filtro a F.I., contribuisce ad eliminare tutti i prodotti indesiderati della modulazione come armoniche ed *immagini*, per cui dalla (3.39.) ci si può ridurre alla (3.38.).

Con il primo modulatore la frequenza del segnale viene traslata in alto; ciò aiuta a sgombrare il campo da prodotti spurii della modulazione. Tuttavia, *per ottenere bande passanti strette è necessario filtrare a frequenze basse*, e per questo motivo lo schema prevede una tripla conversione.

Il segnale, convertito ad una F.I. di 200 MHz, viene filtrato ed amplificato, quindi ancora convertito ad una F.I. più bassa (50 MHz) nel secondo stadio di conversione il cui oscillatore locale $O.L._2$ è a frequenza fissa (quarzato) di 150 MHz, filtrato ed amplificato nuovamente ed infine ancora convertito alla F.I. di 3 MHz.

I tre stadi a F.I. sono progressivamente sempre più selettivi; da ultimo il segnale perviene prima ad un amplificatore la cui risposta può essere o lineare o logaritmica, poi ad un rivelatore ed infine al CRT.

Conviene puntualizzare che la rappresentazione più usuale è quella logaritmica, in quanto presenta il vantaggio di consentire il confronto sullo schermo di segnali con ampiezza enormemente diversa, anche con rapporti superiori ai (60÷100) dB, il che significa due segnali il cui rapporto in potenza sia pari o superiore a 10^6 volte.

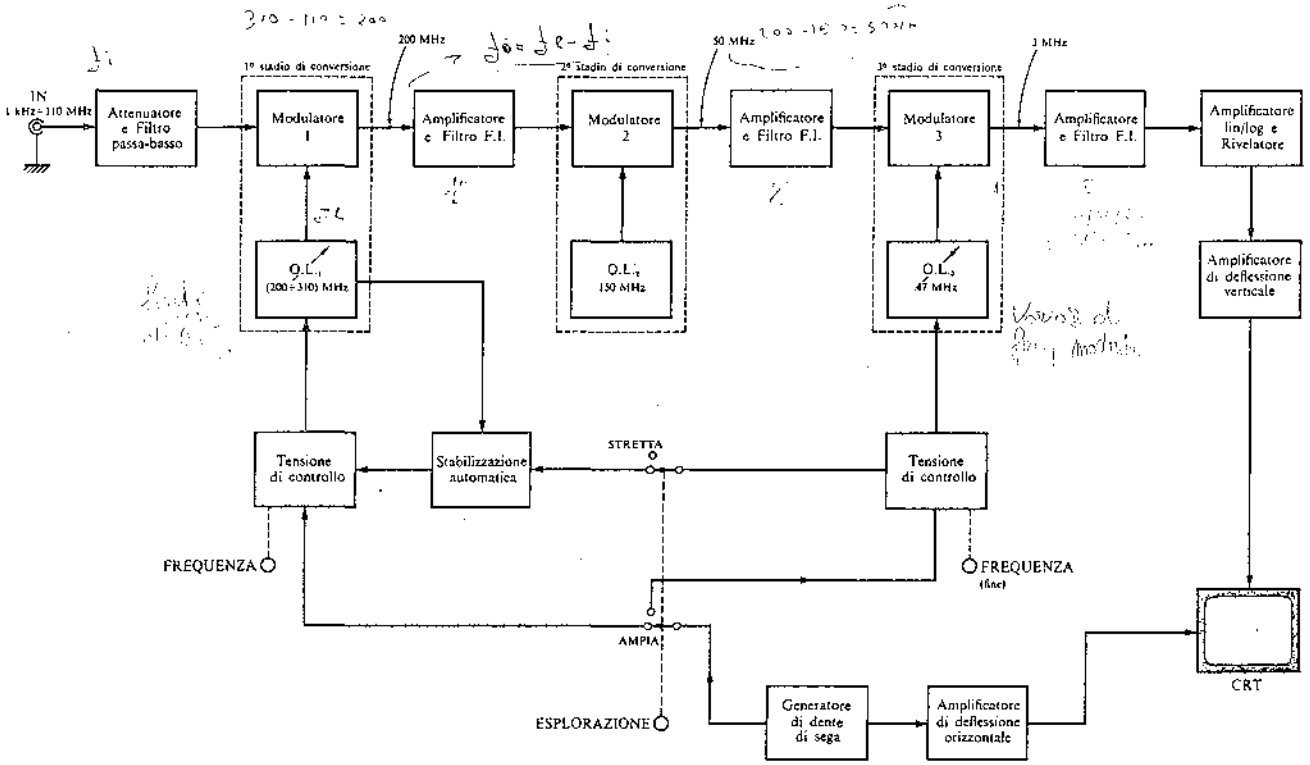


Figura 3.46. Schema a blocchi di Analizzatore di spettro per segnali compresi tra 1 kHz e 110 MHz.

Ora si prenderanno in esame qui di seguito quelle parti dello strumento che esplicano funzioni di particolare interesse.

Esplorazione e stabilizzazione

Tutta la parte rimanente dello schema a blocchi riguarda l'esplorazione e la stabilizzazione in frequenza. Quest'ultima funzione costituisce uno dei più grossi problemi nel progetto di un A. di S. Gli oscillatori locali del 1° e 3° stadio di conversione possono essere comandati in tensione (VCO), però procedono all'esplorazione uno alla volta a seconda delle circostanze. Il primo interviene con un campo di variabilità (200÷310) MHz quando si richieda una esplorazione ampia durante la quale il terzo rimane fisso sulla frequenza di 47 MHz. Per esplorazioni strette invece, il VCO in alta frequenza viene tenuto fisso mentre quello in bassa riceve il comando di tensione a dente di sega.

Il primo VCO viene realizzato con molta cura perché sia molto stabile in frequenza; per ottenere ciò è necessario che il circuito risonante presenti Q elevato, lavori praticamente a vuoto e, condizione molto importante, che il generatore della tensione di controllo non abbia rumore e derive in uscita.

Nonostante ciò sono sempre presenti piccolissime variazioni residue della frequenza (*FM residua*) che, quando si proceda ad esplorazioni molto strette e cioè l'asse della frequenza sia molto espanso, possono risultare inaccettabili.

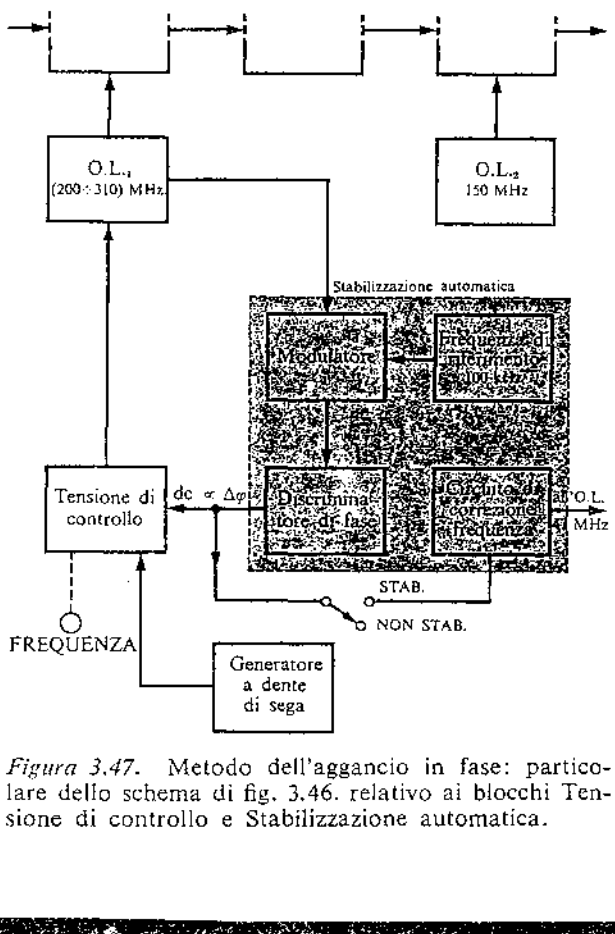


Figura 3.47. Metodo dell'aggancio in fase: particolare dello schema di fig. 3.46. relativo ai blocchi Tensione di controllo e Stabilizzazione automatica.

È possibile migliorare la situazione di almeno un ordine di grandezza ricorrendo al metodo dell'*aggancio in fase* ad un segnale di riferimento di frequenza fissa molto stabile (fig. 3.47.).

Agli ingressi del modulatore giungono il segnale dell'O.L. ed un segnale di riferimento molto ricco di armoniche, stabilizzato da un quarzo a 100 kHz. In uscita al discriminatore di fase che segue vi è una tensione continua proporzionale alla differenza di fase tra il segnale dell'O.L. e l'armonica di riferimento ad esso più prossima. Questo segnale di correzione interviene nel controllo dell'O.L. finché la reazione non la riduce a zero, nel momento in cui la fase di f_i coincide con quella dell'armonica più prossima del cristallo (aggancio di fase). Questa situazione si riflette ovviamente anche in una uguaglianza tra le due frequenze.

La tensione di correzione viene inviata anche all'O.L.$_3$ in modo che anch'esso si sposti di una Δf uguale ed opposta [1] a quella di O.L.$_1$ per raggiungere l'aggancio di fase. Con questo accorgimento, nell'attimo di aggancio, l'immagine sullo schermo non subisce alcun spostamento.

Quando si passi da piccole a grandi esplorazioni e quindi O.L.$_1$ passi da fisso a variabile, il meccanismo di aggancio in fase viene automaticamente escluso anche se l'interruttore che si vede nella fig. 3.47. è in posizione STAB. In tal modo, tornando poi alle piccole esplorazioni, il circuito è già pronto per il riaggancio.

Ultima F.I.

Una parte notevolmente impegnativa dal punto di vista costruttivo e che interviene in grande misura nella definizione delle prestazioni generali è l'ultima F.I. È infatti proprio a questo blocco che principalmente vanno attribuite le doti di sensibilità e di selettività dello strumento. Si è già detto che si tratta di un insieme di amplificatori a guadagno variabile e di filtri a banda passante anch'essa variabile e sia la scelta dei guadagni che delle bande non avviene tramite commutatori rotanti che potrebbero presentare inconvenienti (fem di contatto, ecc.), ma tramite interruttori a diodi e relé.

---

[1] Premesso che i primi due filtri F.I. sono poco selettivi, si supponga che per effetto della stabilizzazione automatica, la frequenza del primo oscillatore locale O.L.$_1$ diventi $f'_{i1} = f_{i1} + \Delta f$; conseguentemente, applicando la (3.38.), si ottiene

$$f'_{i1} - f_i = f_{i1} + \Delta f - f_i = f'_{01} = f_{01} \div \Delta f .$$

Nel secondo stadio di conversione avviene (f_{i2} = cost):

$$f_{i2} - f'_{01} = f_{i2} - (f_{01} + \Delta f) = f'_{02} = f_{02} - \Delta f .$$

Ma f_{03} deve rimanere costante, cioè

$$f_{03} = f_{i3} - f_{02} = f'_{i3} - f'_{02} = f'_{i3} - (f_{02} - \Delta f)$$

da cui

$$f'_{i3} = f_{i3} - f_{02} \div f_{02} - \Delta f = f_{i3} - \Delta f .$$

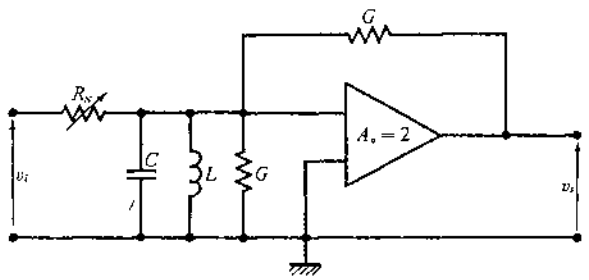


Figura 3.48. Filtro attivo a F.I. realizzato con circuito risonante parallelo.

La condizione più complessa che occorre rispettare è che il guadagno e la banda siano assolutamente indipendenti l'uno dall'altra, in modo che al variare della banda non vari anche il guadagno e viceversa, altrimenti ciò provocherebbe una calibrazione quanto mai precaria.
Un sistema adottato per realizzare le bande di maggior ampiezza è quello di ricorrere a circuiti LC risonanti parallelo e di eliminarne le perdite con l'intervento di un opportuno amplificatore, come in fig. 3.48. Se la conduttanza in retroazione è esattamente uguale a quella delle perdite del circuito LC e se l'amplificatore ha un guadagno di tensione $A_v = 2$, risulta chiaro che l'amplificatore costituisce per il circuito risonante un carico che vale $-G$ e quindi idealmente si ottiene la scomparsa totale delle perdite del circuito risonante (teorema di Miller). La resistenza R_s in risonanza non è percorsa da corrente e quindi non interviene nel determinare il valore del guadagno ma, intervenendo sul Q, con una opportuna regolazione, porta il circuito alla voluta banda passante.
Per le bande più strette si ottengono in genere risultati analoghi sostituendo ai circuiti risonanti dei quarzi che naturalmente hanno perdite irrilevanti e cercando di realizzare amplificatori con impedenze d'uscita particolarmente piccole.

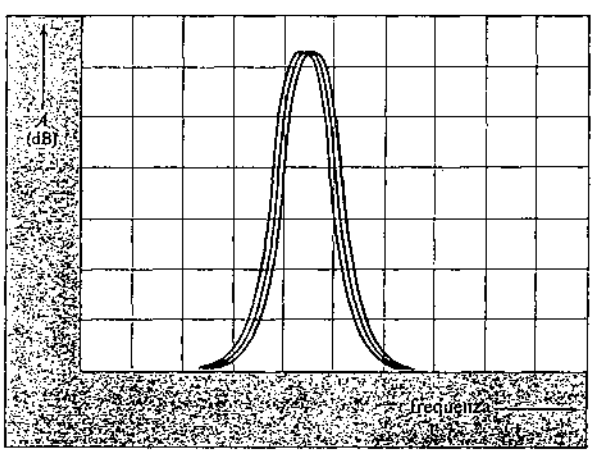
Prestazioni generali

– *Asse della frequenza. Dispersione*: è possibile avere sullo schermo la rappresentazione di tutto il campo di frequenza, oppure fissarne una di inizio o di centro ed imporre una esplorazione di ampiezza regolabile rispetto a questa. È anche possibile annullare l'esplorazione, mantenendo però la deflessione orizzontale del CRT (1).

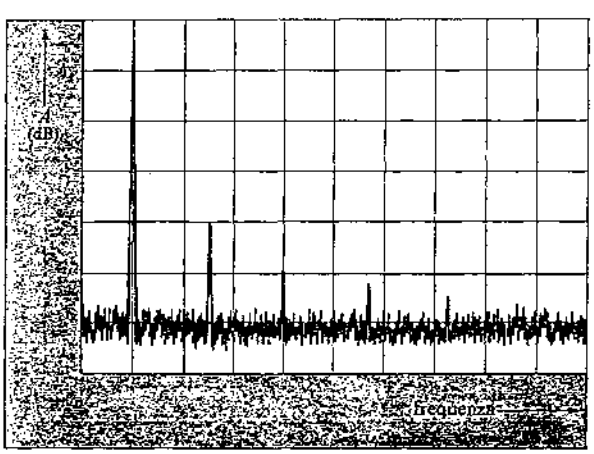
– *Stabilità*: la stabilità di frequenza dell'A. di S. è strettamente legata a quella dei suoi O.L., in particolare ne è la somma. Si può considerare quella a breve e quella a lungo termine: la prima è dovuta alla *FM residua* (espressa in Hz di picco o di picco-picco), la seconda alla *deriva* degli O.L. (in Hz/min o in Hz/ore).
Il problema della stabilità assume importanza preminente tutte le volte che si vogliano visualizzare zone limitate dello spettro (*grandi dispersioni*), fig. 3.49.*a*: si è visto che in questi casi viene incrementata con il metodo dell'aggancio di fase. Altre volte viene utilizzato invece l'*aggancio di frequenza*: la differenza sostanziale tra i due metodi è che, nel primo caso, la tensione di correzione è proporzionale allo scarto di fase (nel secondo a quello di frequenza) tra il segnale dell'O.L. che si sta controllando e quello di una sorgente di riferimento (o di una sua armonica).

– *Purezza spettrale*: connessa alla stabilità a breve termine è anche la purezza spettrale che, quando si deteriora, determina l'apparizione di *bande laterali di rumore*, fig. 3.49.*b*, la cui misura è in funzione di quanto sono inferiori (in dB) e di quanto distano in frequenza rispetto alla portante.

– *Risoluzione*: per poter misurare una componente di un segnale complesso è necessario distinguerla da



a)



b)

Figura 3.49. Rappresentazione del segnale di un oscillatore: *a*) poco stabile in frequenza; *b*) con scarsa purezza spettrale.

(1) In tal modo è possibile vedere, in funzione del tempo e non della frequenza, l'andamento dell'inviluppo di un segnale modulato in ampiezza (vedi nota 1, pag. 160).

altre vicine. Tale proprietà si chiama appunto risoluzione ed è misurata dal valore della più stretta banda passante selezionabile nell'ultima F.I. dell'A. di S. Infatti, considerando due segnali vicini, appare chiaro che, qualora entrambi cadano all'interno di tale banda non saranno più distinguibili l'uno dall'altro, cosa che potrà accadere soltanto qualora essi differiscano in frequenza di una quantità maggiore di tale intervallo. È possibile aumentare la risoluzione diminuendo la banda, ma non indefinitamente. Innanzitutto, se si va oltre la stabilità (FM residua) dell'A. di S., l'immagine di un segnale monofrequenziale che appare sul CRT risulta confusa o addirittura intermittente. Oltre a ciò, filtri a banda troppo stretta hanno grandi costanti di tempo e quindi richiedono lunghi tempi di esplorazione.

Per la risoluzione di due segnali molto vicini in frequenza ma di ampiezza diversa ha molta importanza un altro elemento:

– *Fattore di forma*: è il rapporto tra la banda a 60 dB e la banda a 3 dB (fig. 3.50.) ed è indice quindi della ripidità dei fianchi della curva di risposta. Nel caso ideale di fianchi verticali, tale rapporto è unitario. In pratica, più piccolo è questo rapporto e più elevata è la risoluzione di segnali di diversa ampiezza.

Alla risoluzione di segnali di ampiezze diverse non contribuisce soltanto il fattore di forma, ma anche le bande laterali di rumore. Infatti queste rendono i fianchi della curva di risposta del filtro meno ripidi.

– *Asse delle ampiezze*: generalmente gli A. di S. sono predisposti per eseguire misure di ampiezze sia assolute che relative che, d'altra parte, possono essere eseguite a scelta dell'operatore su scala lineare o su scala logaritmica. In questo secondo caso l'ampiezza che si misura risulta proporzionale alla potenza del segnale corrispondente. È opportuno spendere due parole su come avviene una *misura relativa di ampiezza*, per es. tra le varie componenti di

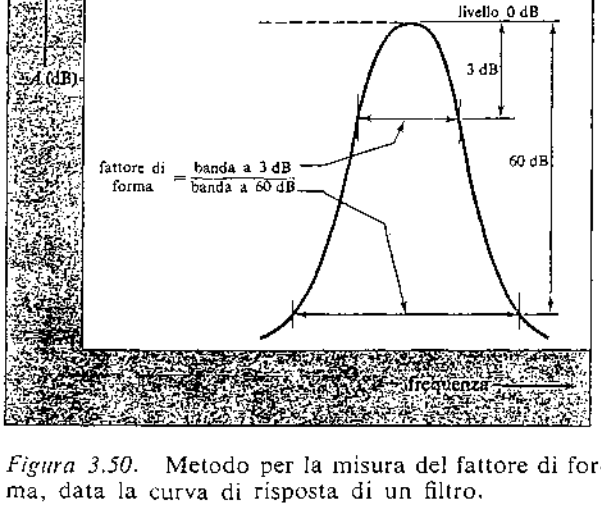


Figura 3.50. Metodo per la misura del fattore di forma, data la curva di risposta di un filtro.

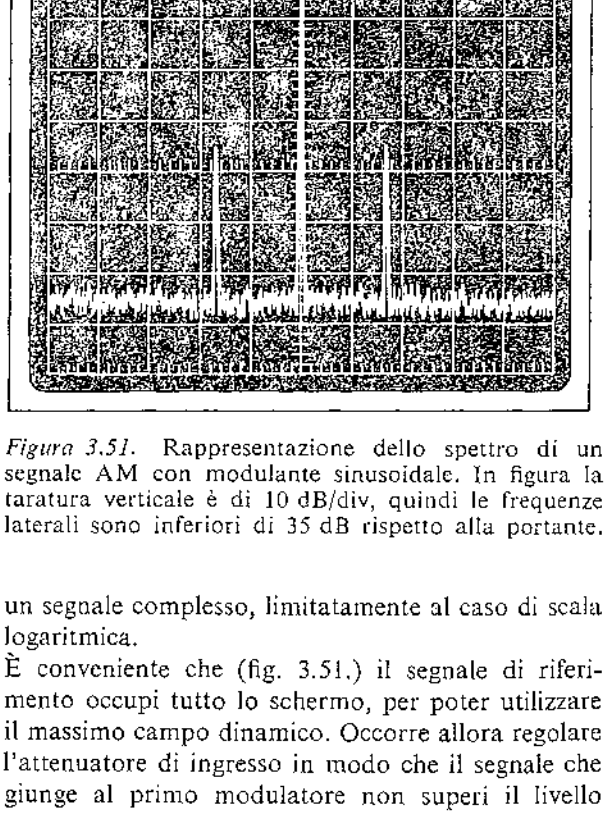


Figura 3.51. Rappresentazione dello spettro di un segnale AM con modulante sinusoidale. In figura la taratura verticale è di 10 dB/div, quindi le frequenze laterali sono inferiori di 35 dB rispetto alla portante.

un segnale complesso, limitatamente al caso di scala logaritmica.

È conveniente che (fig. 3.51.) il segnale di riferimento occupi tutto lo schermo, per poter utilizzare il massimo campo dinamico. Occorre allora regolare l'attenuatore di ingresso in modo che il segnale che giunge al primo modulatore non superi il livello massimo consentito, pena l'apparizione di *risposte spurie* dovute alla distorsione che si viene a generare. Successivamente si regola l'ampiezza del segnale, variando il guadagno dell'ultima F.I., fino a farla arrivare in corrispondenza del reticolo più alto dello schermo. Sul comando dell'ampiezza se ne può leggere il valore assoluto (1) e l'ampiezza di tutte le altre componenti risulta allora individuata una volta che sia noto il fattore di scala delle ampiezze (per es. in dB/div), facendo uso del reticolo dello schermo.

– *Sensibilità*: è un altro problema connesso all'ampiezza e costituisce l'attitudine dello strumento a rivelare piccoli segnali. Il limite alla sensibilità è posto dal fatto che all'interno dell'A. di S. viene generato del rumore. Questo si può ritenere costituito da due componenti, una termica ed una non termica, e può essere espresso dalla

$$P_{IN} = 10 \log KTB + N \qquad (3.40.)$$

dove P_{IN} è la *potenza di rumore* (in dBm) riferita all'ingresso, K la costante di Boltzmann (in joule/°K), T la temperatura assoluta (in °K) e B la banda del sistema (Hz), N è la componente di rumore che non dipende dalla temperatura, ma è dovuta a non linearità dei componenti attivi, a disadattamenti di impedenze, ecc.

(1) Si ricordi che -30 dBm significa 30 dB al di sotto del livello di potenza di riferimento che è 1 mW.

Dalla (3.40.) è facile desumere che, se la banda diminuisce, la sensibilità aumenta e viceversa.
Un A. di S. può esplorare un campo di frequenza molto ampio, con notevoli caratteristiche di selettività: tutti i segnali all'ingresso vengono successivamente convertiti alla F.I. e debbono passare attraverso filtri F.I., quindi il rumore che appare sullo schermo è quello corrispondente alla banda del filtro F.I. più selettivo.
Nella misura di segnali a spettro discreto si ottiene quindi la massima sensibilità quando si faccia uso della più stretta banda della F.I.
Vi sono due modi di stabilire quantitativamente la sensibilità: o come quella potenza del segnale di ingresso che è esattamente uguale alla potenza di rumore dell'analizzatore, per cui

$$\text{segnale} + \text{rumore} = 2 \cdot \text{rumore} ,$$

oppure come minimo segnale (in dBm) che è possibile discernere dal rumore.
Se si tiene presente che un fattore 2 tra due segnali equivale ad una differenza di 3 dB e che questa è ancora rilevabile sullo schermo, si comprende che in pratica le due definizioni coincidono.

– *Velocità di esplorazione*: si è già accennato al fatto che, più è stretta la banda del filtro F.I., più elevate sono le sue costanti di tempo, cioè il filtro è più lento a seguire le variazioni della tensione che ha all'ingresso.
Appare chiaro allora che ci deve essere un giusto coordinamento tra velocità di esplorazione e banda passante della F.I. Infatti, al crescere della velocità di esplorazione, la curva di risposta del filtro F.I. si abbassa e diviene meno selettiva, venendo a perdere sia in sensibilità che in risoluzione. Il fenomeno è regolato quantitativamente da una legge del tipo

$$\chi = \left[1 + m\left(\frac{V_e}{B^2}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}} \qquad (3.41.)$$

nella quale χ è il *fattore di riduzione*, ovvero il rapporto tra la sensibilità (o la risoluzione) alla velocità di esplorazione V_e e quella ad una velocità di esplorazione piccolissima; B è la banda a -3 dB del filtro F.I.
Essendo tra loro in conflitto alcune esigenze fondamentali occorre comportarsi in modo da raggiungere un compromesso nel quale nessuna di esse sia intollerabilmente mortificata. I vari costruttori risolvono il problema fornendo automatismi e regole pratiche per un funzionamento dello strumento al meglio delle sue prestazioni generali. In questa sede non si ritiene opportuno scendere in particolari.

– *Impedenza d'ingresso*: per gli A. di S. per R.F. è normalmente di 50 oppure di 75 Ω.

Prestazioni particolari

– *Filtro video*: si tratta di un filtro che, inserito talvolta dopo il rivelatore, opera sul segnale in B.F. È sostanzialmente un filtro passa-basso che spiana il rumore riducendolo a minore entità, in modo da migliorare il rapporto *S/N* (segnale/disturbo), utile quando si debbano analizzare segnali molto piccoli difficilmente distinguibili dal rumore.
La banda del filtro, regolabile, è più stretta di quella del filtro F.I. La risoluzione non viene però assolutamente modificata dato il luogo di inserzione del filtro.

– *Modulazione armonica*: la (3.38.) è l'equazione più importante della modulazione di un A. di S. e da essa si vede che, volendo estendere il campo di frequenza, è necessario aumentare il campo di variabilità di frequenza dell'O.L. Ciò è però assai problematico, in quanto vi sono difficoltà di progetto non indifferenti al crescere della frequenza.
Si può invece evitare l'ostacolo ricorrendo alla espressione generale della modulazione (3.39.). Si vede innanzitutto che si può ottenere, a parità di F.I. e con la massima frequenza dell'O.L., una uscita anche con un segnale in ingresso di frequenza molto maggiore di quella che prima si era considerata massima e che è maggiore sia della f_i che della f_0. Ovvero si potrà scrivere anche,

$$f_i = f_i + f_0 . \qquad (3.42.)$$

Naturalmente occorrerà rimuovere il filtro passa-basso in ingresso.
Per fare un es., con una $f_0 = 2$ GHz ed una $f_i = (2 \div 4)$ GHz, col funzionamento normale si ha un campo di frequenza per il segnale di ingresso che va da 0 a 2000 MHz, mentre, tenendo conto del funzionamento allargato cui si riferisce la (3.42.) si può arrivare fino ad un limite di frequenza di 6 GHz. Ma come si può arrivare a qualche decina di GHz?
Si tenga presente che l'ingresso del modulatore è non lineare e quindi il segnale dell'O.L. vi viene distorto e compaiono sue armoniche. Se queste vengono utilizzate al posto della fondamentale si può, sempre con un O.L. di frequenza relativamente bassa, ottenere un notevolissimo incremento nel limite superiore di frequenza. Ad es., utilizzando la 10ª armonica dell'O.L. di cui si parlava prima, si può arrivare ai 40 GHz e da tutto ciò deriva che ora l'equazione della modulazione armonica sarà del tipo

$$f_i = n f_i \pm f_0 . \qquad (3.43.)$$

Si possono riportare diagrammi che indicano la copertura di frequenza a seconda del *modo di modulazione armonica* utilizzato. Un es. è riportato in fig. 3.52. limitatamente alle prime tre armoniche.
Tutto sembra molto facile, ma in realtà esistono delle difficoltà rappresentate soprattutto dall'appa-

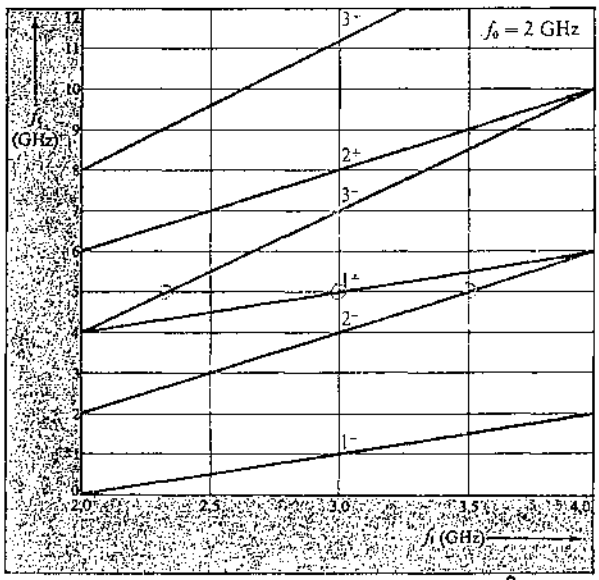


Figura 3.52. Modulazione armonica: diagramma di copertura a seconda del *modo* prescelto, con $f_0 = 2$ GHz. Ogni curva è caratterizzata da un numero e da un segno che si riferiscono alla (3.43.): il primo è il valore di n, il secondo indica se f_0 debba essere sommata o sottratta.

rizione sullo schermo di segnali parassiti. Tra questi si possono considerare:

a) i segnali immagine, cioè quei segnali che distano dal segnale utile di due volte la F.I. Per es., se si vuole vedere un segnale di 100 MHz, la F.I. = 2 GHz, l'O.L. dovrà essere a $f_i = 2100$ MHz; ora, se in ingresso vi è anche un segnale a 4100 MHz esso pure verrà convertito alla F.I. ed apparirà sullo schermo nella stessa posizione di quello utile (vedi fig. 3.32.).

b) le risposte multiple, cioè con un solo segnale in ingresso appariranno sullo schermo diverse immagini dovute al fatto che sono molti i modi di modulazione possibili (fig. 3.52.). Ad es., se il segnale d'ingresso è a 5 GHz, con una $f_0 = 2$ GHz ed una f_i fondamentale (2 ÷ 4) GHz, si possono avere tre immagini:

- la prima per il *modo* 1^+ ($f_i = 3$ GHz) che apparirà nella posizione nella quale nel *modo* 1^- apparirebbe un segnale di 1 GHz;
- la seconda per il *modo* 2^- ($f_i = 3{,}5$ GHz) che apparirà nella posizione in cui nel *modo* 1^- apparirebbe un segnale di 1500 MHz;
- la terza per il *modo* 3^- ($f_i = 2{,}33$ GHz) che apparirà nella posizione in cui nel *modo* 1^- apparirebbe un segnale di 330 MHz.

Si comprende facilmente come tutto questo possa portare a situazioni ambigue e ad errori da parte dell'operatore.

I costruttori hanno posto rimedi adeguati con sistemi di individuazione del modo di modulazione e con filtraggi opportuni (filtri passa-banda, filtri ad inseguimento) per eliminare le immagini indesiderate. Non ci si sofferma oltre.

– *Generatore ad inseguimento*: è un generatore a R.F., normalmente fornito a parte dal costruttore, che presenta in uscita un segnale sinusoidale la cui frequenza è sempre spostata rispetto a quella del primo O.L. di una quantità costante, esattamente uguale alla frequenza intermedia. In fig. 3.53. è riportato un semplice schema a blocchi che ne illustra il principio di funzionamento, praticamente uguale al BFO visto per l'analizzatore d'onda (§ 2.4.).

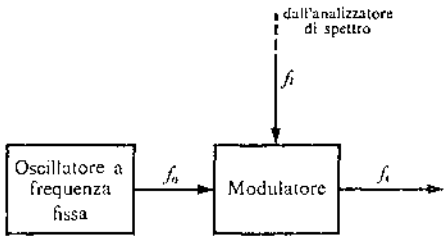


Figura 3.53. Schema di principio di generatore ad inseguimento.

Contiene un oscillatore a frequenza fissa molto stabile che invia la propria uscita ad un modulatore al quale occorre far pervenire anche il segnale dell'O.L. dell'A. di S. Appare chiaro che se si fa in modo che l'oscillatore a frequenza fissa abbia frequenza esattamente uguale alla F.I. dell'A. di S., istante per istante la frequenza in uscita al generatore ad inseguimento coincide con quella che l'A. di S. sta analizzando.

Questo generatore è molto utile per individuare la frequenza di una componente di un segnale complesso: basta visualizzarlo sullo schermo, porsi nella condizione di esplorazione nulla su questa componente ed inviare l'uscita del generatore ad inseguimento ad un frequenzimetro. Inoltre è molto utile tutte le volte che si compiano misure sul comportamento frequenziale dei dispositivi: si manda l'uscita del generatore in ingresso al dispositivo in prova e l'uscita risultante va all'A. di S. Si ottengono così curve di risposta, perdite di inserzione, ecc., in modo analogo a quanto illustrato nella fig. 3.41.

3.4. Analizzatore di spettro per B.F.

Tradizionalmente il campo dell'A. di S. è quello delle R.F. anche se può spingersi fino a qualche kHz. In B.F. invece era sempre preferito l'A. d'O. perché non presenta l'inconveniente che, per consentire un adeguato tempo di risposta ai filtri a banda strettissima occorrenti per una buona risoluzione, le velocità di esplorazione dovevano essere così basse che l'immagine non permaneva sullo schermo del CRT o risultava di qualità inaccettabile. Si era quindi costretti a rinunciare agli innegabili vantaggi dell'A. di S. quali l'esplorazione ripetitiva e la presentazione sul CRT.

Un primo passo per superare le difficoltà è stato quello di adottare CRT a memoria. Più recentemente, invece, una casa costruttrice ha realizzato uno strumento nel quale, mettendo a frutto gli ultimi sviluppi della tecnica dei circuiti integrati digitali, supera l'ostacolo servendosi di un comune CRT ma introducendo una *memoria digitale*: in tal modo si preserva completamente la prestazione di risoluzione che è alla base di uno strumento di questo tipo.
In poche parole, viene scelta una velocità di esplorazione in base alle esigenze di selettività; lo spettro che ne consegue viene memorizzato in una memoria digitale dalla quale può essere estratto a comando utilizzando una velocità d'esplorazione orizzontale del CRT che consenta una immagine immune da qualunque imperfezione.
L'esigenza di avere una serie di bande selezionabili e che di queste la minore fosse di 1 Hz, unita a considerazioni di opportunità nella scelta dei cristalli, hanno portato alla scelta della F.I. di 100 kHz.
Dal valore della F.I. è poi scaturito il limite superiore del campo di frequenza del segnale di ingresso a 50 kHz per eliminare il problema della *frequenza immagine*. Il limite inferiore di 5 Hz del medesimo campo è invece imposto dalla necessità di impedire che il segnale dell'O.L., con frequenze in ingresso molto piccole, riesca a passare attraverso il filtro a F.I. Si comprende infatti che, per un segnale di ingresso di frequenza nulla, l'oscillatore locale avrà per la (3.38.) frequenza uguale alla F.I. e quindi il suo segnale apparirà sullo schermo. Naturalmente l'entità di questo limite inferiore è legata alla selettività del filtro F.I.

Prestazioni generali

Alle buone doti di selettività lo strumento accoppia un campo dinamico molto esteso (80 dB) consentendo quindi di misurare segnali molto piccoli vicini in frequenza a segnali di ampiezza elevata. È inoltre stato inserito un accorgimento che permette di regolare una soglia che elimina tutti i segnali che non la superano di almeno 6 dB, consentendo una *esplorazione differenziata*, più veloce (di 20 volte) in zone con ampiezza dello spettro inferiore alla soglia prefissata, che rallenta e si porta al valore preselezionato quando lo spettro presenta segnali di maggior importanza.
Poiché spesso gli spettri che interessano hanno soltanto un numero limitato di segnali utili, con questo metodo si ottiene spesso una riduzione di un ordine di grandezza nel periodo di esplorazione.
La memorizzazione dello spettro permette di farlo apparire a piacere sullo schermo anche in tempi seguenti l'analisi, e ciò consente di poterlo confrontare contemporaneamente ad un altro, analizzato successivamente.
Lo strumento può essere fatto funzionare con esplorazione ripetitiva, singola passata e memorizzazione dello spettro ed infine con esplorazione manuale di frequenza. È inoltre prevista la possibilità di avere una passata logaritmica su tutto il campo di frequenza dello strumento. Ciò è assai utile perché, tramite l'impiego del generatore ad inseguimento, si possono rappresentare direttamente i diagrammi di Bode.
L'impedenza di ingresso è di 1 MΩ con in parallelo 30 pF e quindi, in caso di necessità, per il collegamento ci si può servire delle normali sonde per oscilloscopio.

Principio di funzionamento

Lo strumento [1] è realizzato secondo lo schema riportato in fig. 3.54. All'ingresso vi è un susseguirsi di stadi attenuatori e amplificatori in cascata che hanno la funzione di consentire un ampio campo dinamico e di regolare l'ampiezza in modo che non si determini apprezzabile distorsione. Per maggiore sicurezza è stato introdotto un rivelatore di picco che indica quando il livello del segnale supera quello massimo consentito per un funzionamento lineare. Il *filtro passa-basso* a 50 kHz limita la banda del segnale di ingresso eliminando il pericolo della presenza di frequenze immagini.
Successivamente vi è il *modulatore bilanciato* al quale perviene, oltre al segnale in esame, anche quello generato dall'O.L. e la cui uscita è applicata al filtro F.I. a 100 kHz.
L'O.L. produce un segnale la cui frequenza, variabile tra 100 e 150 kHz, viene inviata sia al modulatore che al *generatore ad inseguimento*. Data la elevata selettività della catena a F.I., è richiesta all'O.L. una elevatissima stabilità: in caso contrario, infatti, l'effetto sarebbe equivalente ad un allargamento della banda.
Una notevole causa che contribuisce all'instabilità (quella a breve termine) dell'O.L. è costituita dal fatto che esso è comandato elettricamente: il rumore di un eventuale amplificatore nel blocco di controllo della frequenza potrebbe contribuire all'instabilità complessiva dell'O.L. Per questo motivo si provvede al controllo della frequenza senza inserire amplificatori.
L'O.L. è del tipo a circuito risonante con diodo varicap e, per aumentarne la stabilità, viene fatto oscillare su un campo di frequenza (1÷1,5) MHz successivamente divisa per 10, ottenendo così la gamma (100÷150) kHz.
Un altro notevole problema connesso all'O.L. è che la variazione della frequenza con la tensione sia il più possibile lineare per consentire di leggere con buona precisione il valore della frequenza sul potenziometro digitale che regola la tensione. Per questo

---

[1] *Hewlett-Packard*, mod. 3580 A, Spectrum Analyzer.

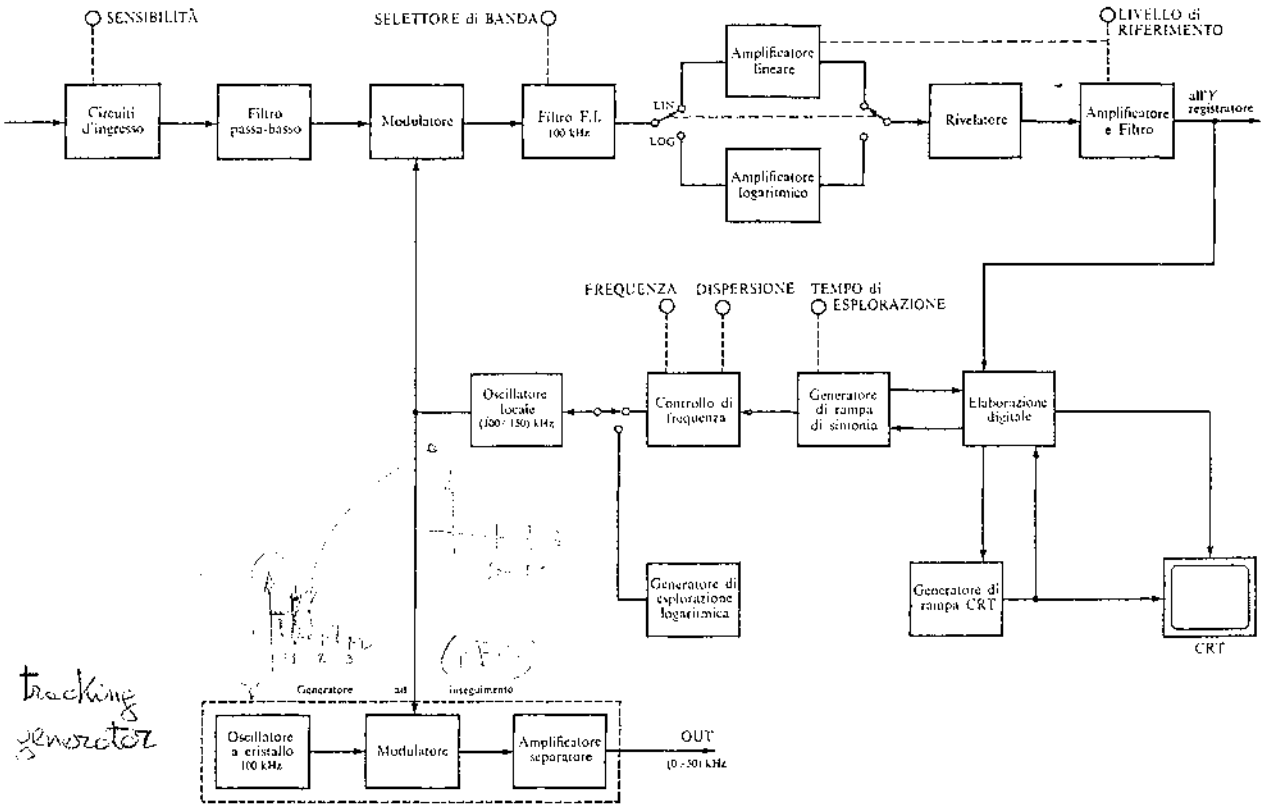


Figura 3.54. Schema a blocchi di Analizzatore di spettro per B.F.

problema si manda ad uno dei paragrafi successivi. Il *filtro a F.I.* è uno dei punti chiave di tutto lo strumento, in particolare quello che ne determina le proprietà di risoluzione; è importante che esso abbia banda a 3 dB stretta, piccolo fattore di forma e non richieda tempi lunghi per uniformarsi alle variazioni del segnale per poter essere in grado di lavorare anche con velocità di esplorazione elevate. Tutte queste ragioni portano alla realizzazione di un filtro costituito da cinque celle filtranti a cristallo identiche, risonanti tutte sulla stessa frequenza (100 kHz), nelle quali, per le particolari scelte fatte nei cristalli, è praticamente irrilevante l'influenza della temperatura sia sulla frequenza che sulla banda. Al fine di evitare il sovraccarico di ogni singola cella filtrante, ciascuna è separata dall'altra da amplificatori separatori a FET. La banda è fatta variare commutando resistenze di valore opportuno che smorzano il Q. Anche il cristallo utilizzato per la stabilizzazione dell'oscillatore ad inseguimento è della stessa serie di quelli usati nel filtro F.I.

L'*amplificatore F.I.*, lineare o logaritmico a seconda delle necessità operative, precede un rivelatore del tipo a valor medio, un filtro che ha il compito di spianare i segnali affetti da rumore e del quale può essere regolato l'intervento ed infine l'amplificatore. Il guadagno di quest'ultimo è regolabile ed agisce contemporaneamente su quello dell'amplificatore F.I. L'uscita è avviata alla *elaborazione digitale* e, in caso di necessità, può essere fatta pervenire anche al canale Y di un registratore.

A questo punto occorre parlare di quello che avviene nell'*elaborazione digitale* e si può realmente affermare che tale blocco è uno strumento nello strumento, tale è il numero di funzioni che assolve: ci si riferisca alla fig. 3.55.

Si ha a che fare con due rampe: una serve a comandare l'esplorazione del CRT (*che avviene a frequenza fissa di 50 Hz*), l'altra comanda l'esplorazione in frequenza dello spettro ed ha una cadenza regolabile.

Tutto il circuito, che è di tipo sequenziale, è comandato da un clock (Ck) a circa 60 kHz prelevato dall'oscillatore dell'alimentatore del CRT. I due semiperiodi del Ck (fig. 3.56.) sono parzialmente dedicati rispettivamente alla fase di lettura Ck_1 e a quella di scrittura Ck_2. In questa vengono memorizzati i valori dello spettro in corrispondenza di certi valori della rampa di sintonia (*indirizzi di scrittura*), in quella vengono letti valori dello spettro in corrispondenza di certi valori della rampa del CRT (*indirizzi di lettura*) da mandare al registro e poi alle placchette di deflessione verticale del CRT.

La *memoria* del tipo *ad accesso casuale* (RAM) ha 1024 indirizzi (corrispondenti a posizioni sull'asse X) di parole di 8 bit (valori binari di ampiezze sull'asse Y). Ciò significa una grande risoluzione nell'asse X, tale da far fronte alle rapide variazioni che si possono verificare nello spettro. Per le ampiezze,

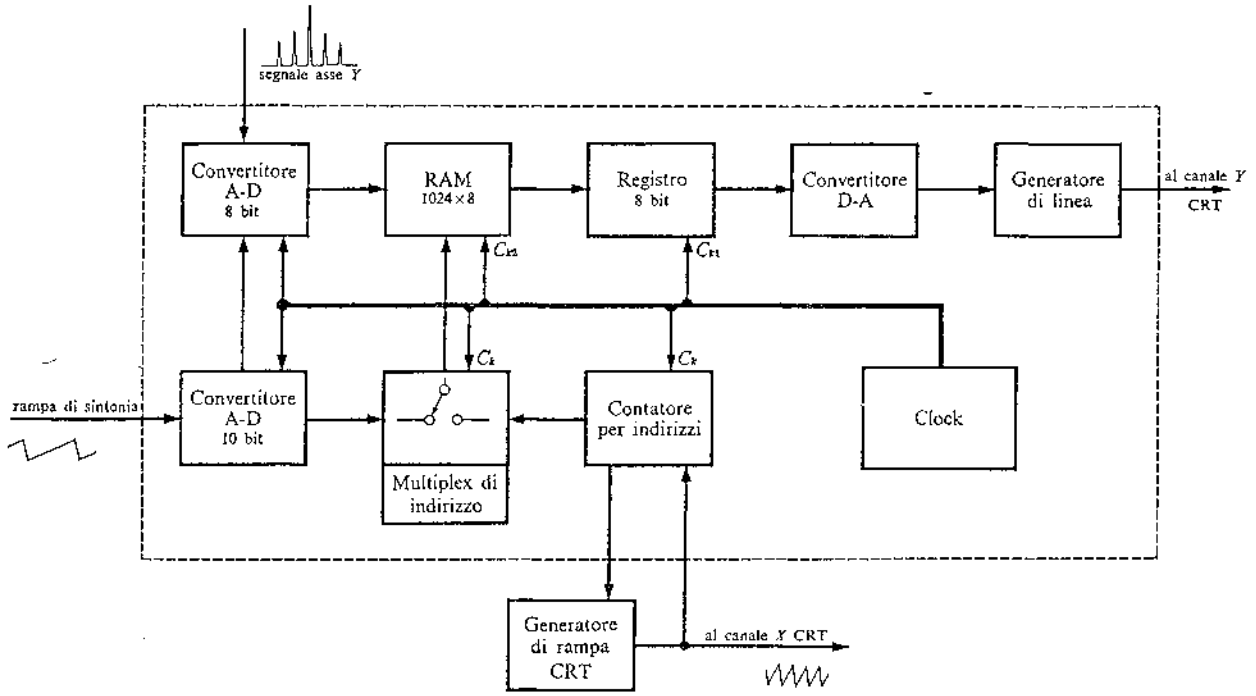


Figura 3.55. Schema particolareggiato del blocco *Elaborazione digitale*.

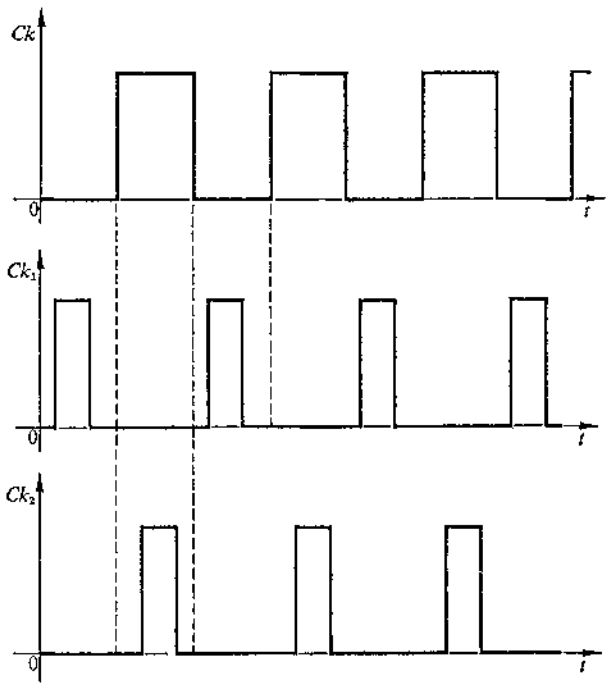


Figura 3.56. Analizzatore di spettro di B.F. Relazioni temporali tra il clock (Ck) e le fasi di lettura (Ck_1) e scrittura (Ck_2).

invece, la risoluzione è minore, perché, con 8 bit si individuano 256 diversi livelli (di ampiezza), ma tuttavia il massimo errore di quantizzazione che si commette, supponendo che la massima ampiezza dello schermo sia di 100 mm, è inferiore al 4‰ e quindi di gran lunga al di sopra della precisione richiesta alle misure fatte su di uno schermo.

La rampa del CRT ha inclinazione costante e quindi i vari indirizzi di lettura possono essere ottenuti da un contatore di 10 bit che incrementa il conteggio ad ogni impulso del Ck.

Per ottenere la sincronizzazione dell'immagine sullo schermo, alla fine di ogni conteggio viene inviato un impulso di azzeramento al generatore della rampa CRT. È questo un particolare di notevole interesse, in quanto l'esplorazione dello schermo del CRT è completamente svincolata da quella della frequenza dell'O.L. ed avviene alla frequenza di 50 Hz, scelta in modo da avere la migliore presentazione. Il fatto che la frequenza di esplorazione non vari mai, consente inoltre di non essere continuamente costretti ad aggiustare la luminosità ed il fuoco del CRT.

In pratica il segnale all'asse Y giunge ad un *convertitore analogico-digitale* ($A \rightarrow D$), viene scritto nella memoria a campioni digitali di 8 bit completi di indirizzo che, tramite un registro, vanno ad un *convertitore digitale-analogico* ($D \rightarrow A$) il quale riforma lo spettro. In tal modo lo spettro risulterebbe però costituito da una successione di punti, e ciò verrebbe a costituire una presentazione quanto mai inadeguata dal punto di vista della chiarezza e della inequivocabilità; il *generatore di linea* provvede ad ovviare a questo inconveniente raccordando tutti questi punti con una linea continua.

Nella fase di scrittura, l'indirizzo viene ricavato dalla rampa di sintonia tramite un *convertitore* $A \rightarrow D$ (da 10 bit). Si noti che questa rampa è spesso di lunga durata e quindi ad ogni indirizzo di scrittura può corrispondere anche un tempo piuttosto lungo

nel quale entrano molte fasi di scrittura: per es., per una rampa di 500 s, ogni indirizzo (dei 1024) durerà circa 0,5 s ed in questo tempo entrano circa 30000 fasi di scrittura. Si hanno cioè moltissimi valori binari dello spettro con lo stesso indirizzo: tra tutti questi valori viene scelto, mediante un *rivelatore di picco digitale*, quello più grande.
A questa scelta è soggetto anche il rumore che però può essere ridotto entro certi limiti, inserendo il filtro di spianamento di cui si è già parlato nella descrizione iniziale della fig. 3.55. Ovviamente questa manovra non si compie se il rumore rappresenta lo scopo della misura.
La funzione della memoria digitale non è però soltanto quella di consentire due diverse frequenze di esplorazione, quella dello spettro e quella del CRT: viene utilizzata, in caso di necessità, anche per memorizzare uno spettro, mentre se ne sta analizzando un altro. In questo *modo* di funzionamento metà della memoria (512 parole) è adibita a memoria statica, mentre l'altra metà è in funzionamento dinamico, pronta a ricevere un segnale di ingresso.
In questo modo di funzionare, le posizioni di memoria con indirizzi rappresentati da numeri pari costituiscono la memoria statica, quelle con indirizzi rappresentati da numeri dispari, servono come memoria dinamica, ed il segnale di esplorazione del CRT ha ora frequenza doppia e una rampa esplora gli indirizzi pari, la successiva quelli dispari ... alternativamente. Chiaramente la risoluzione orizzontale è dimezzata, ma nella stragrande maggioranza dei casi è ancora sufficiente.
Un *microprocessore* provvede a regolare e a temporizzare le varie fasi di questo funzionamento.

Particolari costruttivi

Controllo della frequenza

Nella fig. 3.57. è riportato un particolare del blocco O.L. di fig. 3.54.; come si è detto, vi è il problema di rendere la frequenza e la tensione che la controlla legate da una relazione di linearità.
Già la relazione che si realizza con il comando a diodo varicap è abbastanza lineare, tuttavia la situazione migliora con un controllo automatico che porta una tensione di errore a sommarsi algebricamente alla tensione di ingresso. Il punto più interessante di questo controllo è costituito dal *discriminatore*: si consideri la fig. 3.58.*a* che ne riporta gli elementi principali.
La tensione in uscita, continua, proporzionale alla frequenza di ingresso, è ottenuta come valor medio degli impulsi forniti da un multivibratore monostabile che è messo in moto tutte le volte che il segnale generato dall'oscillatore passa per lo zero (in realtà si agisce su di una frequenza 1/10 di quella). La frequenza sotto controllo è applicata all'ingresso clock di un comune flip-flop *J-K*, nel quale gli ingressi sono tenuti a 1: in tal modo il bistabile commuta ad ogni impulso in arrivo (cioè ad ogni zero del segnale da controllarsi). Se si vuole che vi sia buona linearità tra frequenza e tensione occorre che la durata degli impulsi che si ottengono sia costante.
L'uscita Q del FF viene inviata al transistor T_1 che è interdetto quando $Q = 0$ e conduce quando $Q = 1$. Nel primo caso il condensatore C si carica a V_{cc} e quando il transistore, per $Q = 1$, prende a condurre, libera l'energia immagazzinata facendo diventare il circuito CLR sede di oscillazioni smorzate e quindi di frequenza assai stabile (di circa 280 kHz). Queste oscillazioni vengono squadrate nell'amplificatore limitatore, la frequenza divisa per 14 (20 kHz $\rightarrow T =$ $= 50\ \mu s$) e l'impulso che ne esce dopo un tempo $\simeq 50\ \mu s$, applicato al terminale di azzeramento del FF, serve a definire la durata dell'impulso all'uscita Q. L'uscita $\overline{Q}$ provvede quindi ad azzerare il divisore per 14.
In fig. 3.58.*b* sono riportate le forme d'onda nei vari punti del circuito allo scopo di chiarire meglio il funzionamento del discriminatore.

Memorizzazione di uno spettro

Come già detto, è possibile memorizzare uno spettro mentre se ne analizza un secondo, in modo da poterli avere entrambi sullo schermo disponibili per un confronto. Vediamo come ciò possa avvenire.

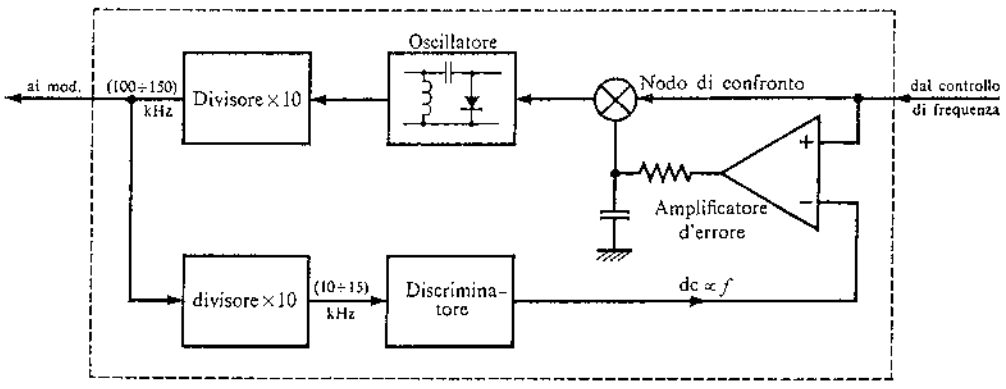
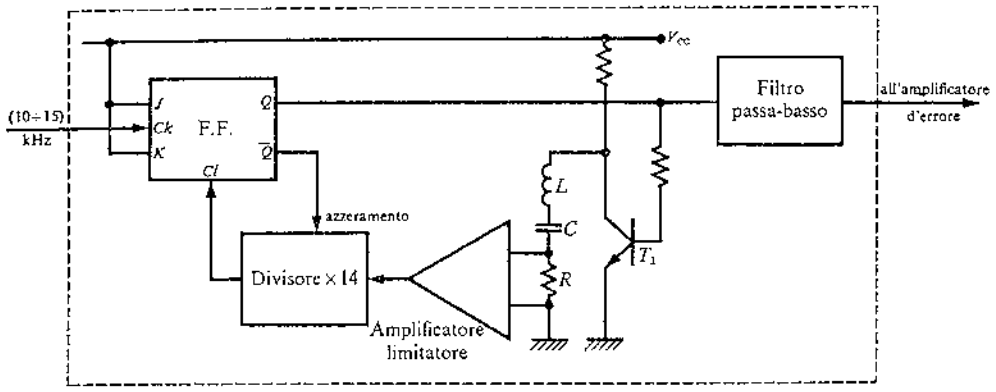
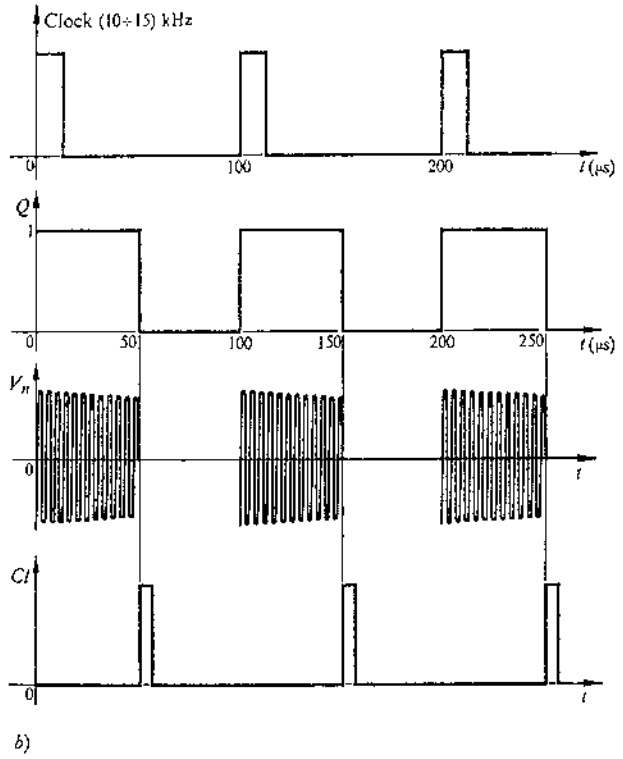


Figura 3.57. Analizzatore di spettro di B.F. Schema particolareggiato dell'oscillatore locale.



a)



b)

Figura 3.58. Analizzatore di spettro di B.F. Discriminatore dell'oscillatore locale: *a*) schema circuitale semplificato; *b*) forme d'onda.

Il sistema di elaborazione digitale prende in esame ogni coppia di indirizzi adiacenti, confronta i numeri in essi contenuti e memorizza il maggiore dei due alla posizione che è contraddistinta da un indirizzo con numero pari. In tal modo si elimina dallo spettro la parte meno significativa e le posizioni con indirizzi indicati da numeri dispari sono quindi resi disponibili come memoria dinamica. Per descrivere questo procedimento, la parte dello schema della fig. 3.55. attorno alla memoria RAM va modificata come si può vedere nella fig. 3.59.

Il sistema di controllo dell'elaborazione è a 4 stati logici. Nel primo si attende che termini una rampa di esplorazione CRT, quindi inizia il secondo stato logico. In esso il multiplex di indirizzi è costretto a sostare nella posizione verso il contatore sia nei semiperiodi di lettura che in quelli di scrittura. Prima di ogni istante di commutazione Ck_1, il registro ha in ingresso il dato che si riferisce all'indirizzo precedente. Questi due dati vengono confrontati, inviando il primo ed il complementare del secondo ad un sommatore; se vi è un riporto vuol dire che il primo è maggiore, se non c'è riporto è minore.

Nel primo caso, il comando di scrittura dà il consenso a memorizzare l'uscita del registro e quando giunge la fase di scrittura, il dato dell'indirizzo in esame è in uscita e viene portato alla memoria; in caso contrario il comando scrittura non dà il consenso ed il contenuto della memoria non muta.

Durante la fase di scrittura il bit meno significativo

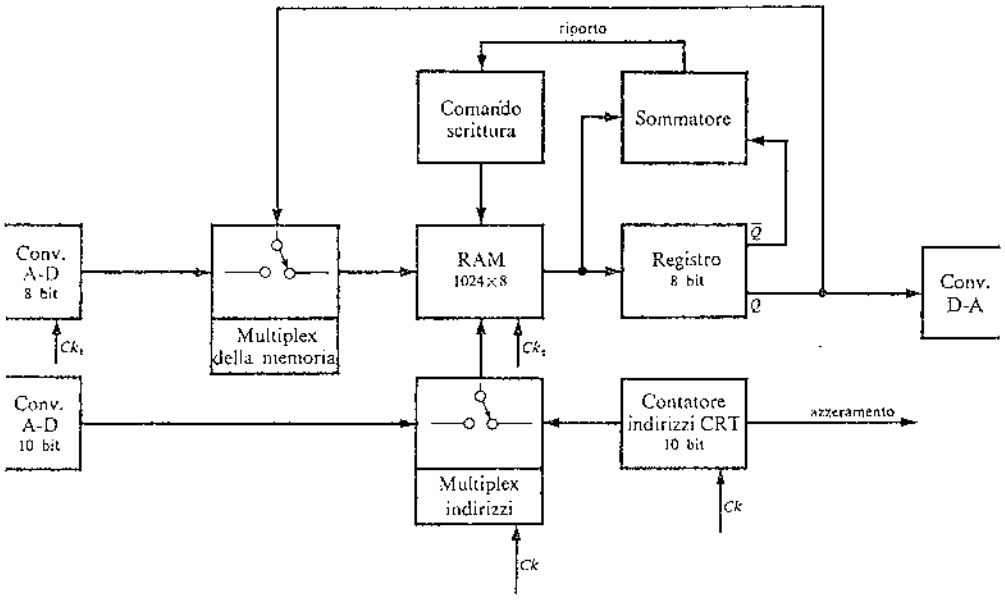


Figura 3.59. Analizzatore di spettro di B.F. Schema della elaborazione digitale durante il funzionamento con memorizzazione permanente di uno spettro.

dell'indirizzo è mutato in 0 se già non lo era. Se il bit meno significativo è 1 ed il dato contenuto a quell'indirizzo è più grande di quello contenuto all'indirizzo precedente, il dato attuale va all'indirizzo precedente. Se invece l'indirizzo attuale è pari e corrisponde ad un dato che è maggiore dell'altro, non cambia nulla.

Dopo aver compiuto ordinatamente tutto questo lavoro, la macchina elaboratrice passa alla terza fase; si fa in modo che il bit meno significativo dei dati in uscita dal convertitore $A \rightarrow D$ della rampa di sintonia sia sempre 1, per cui tutti i nuovi dati in arrivo andranno ad indirizzi dispari. Al contrario il contatore degli indirizzi del CRT è commutato in modo che in una passata legga solo indirizzi pari e nella successiva solo dispari e così via di seguito, alternativamente. Contemporaneamente viene raddoppiata la frequenza di esplorazione.

Quando l'operatore si riporta nuovamente al funzionamento senza memoria, la macchina elaboratrice si porta al suo 4° stato logico, nel quale tutti i dati contenuti agli indirizzi dispari sono scritti anche nei posti adiacenti con indirizzi pari, facendo uso come prima dei multiplex. Al termine di questa operazione, che avviene in una passata, la macchina torna al suo primo stato logico, e quindi il sistema è riportato al funzionamento normale.

Convertitore A → D rivelatore di picco

Si è visto che, per ogni suddivisione sull'asse X vengono forniti parecchi valori dello spettro (campioni) e che di tutti questi si conserva solo il più significativo, cioè il maggiore. A ciò provvede il *convertitore A → D rivelatore di picco*, del quale è riportata la struttura fondamentale in fig. 3.60.

L'elemento fondamentale è un contatore reversibile, cioè che può, su comando, contare in avanti o in indietro. La sua uscita, convertita in analogico, è confrontata con l'ingresso dell'asse Y per stabilire appunto se il contatore deve progredire o regredire nel conteggio.

A partire dall'istante iniziale della suddivisione sull'asse X, il blocco *controllo avanti-indietro*, con la cadenza Ck si chiede: l'ingresso asse Y è maggiore del conteggio del contatore? Se la risposta è SI, il contatore aumenta il conteggio, altrimenti rimane fermo. Alla fine dell'intervallo di suddivisione sull'asse X, il numero contato rappresenta il valore più elevato del segnale in ingresso. Se invece all'inizio di una nuova suddivisione la risposta è NO, il contatore regredisce fino a portarsi in passo: da questo punto può solo avanzare.

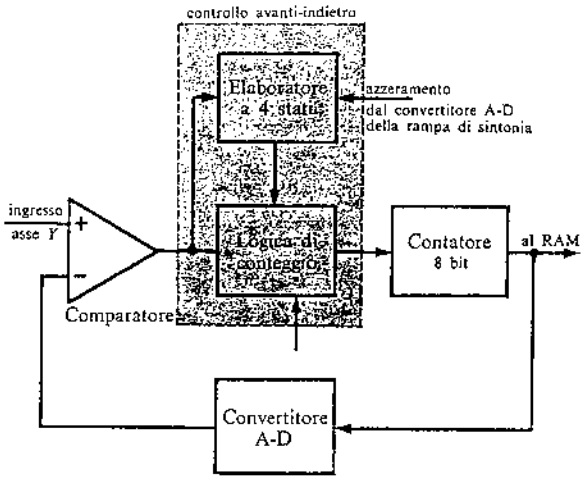


Figura 3.60. Analizzatore di spettro di B.F. Schema del *convertitore A-D rivelatore di picco*.

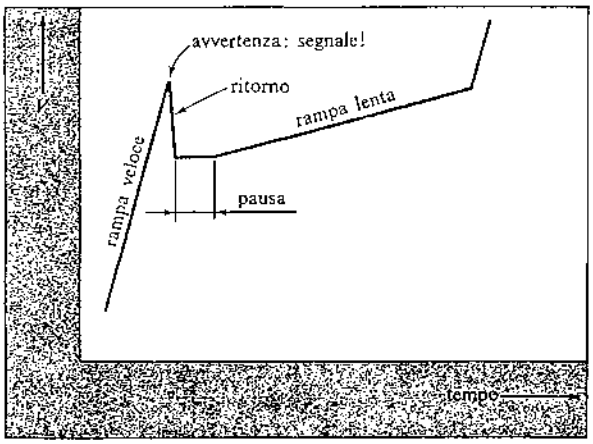


Figura 3.61. Analizzatore di spettro di B.F. Andamento della rampa per l'*esplorazione differenziata*.

Esplorazione differenziata

Con questo sistema l'esplorazione di sintonia viene accelerata nelle zone in cui non vi sono segnali che superano una certa soglia preselezionabile. Però non è sufficiente che si passi velocemente ad una esplorazione più lenta quando si presenta un segnale importante, in quanto, essendo la velocità della rampa anche 20 volte più elevata nella fase veloce rispetto a quella nella fase lenta, potrebbe succedere che la rampa porti il centro della finestra dell'A. di S. oltre la riga dello spettro prima che il filtro sia pronto ad intervenire.
Con il sistema ad esplorazione differenziata (fig.3.61.), la rampa veloce viene arrestata, fatta retrocedere e fermata per un certo tempo (che dipende dalla banda del filtro F.I. e dalla durata dell'esplorazione) per consentire che si esauriscono i transitori, quindi parte la rampa lenta. La sua durata è largamente sufficiente a far sì che lo spettro torni al di sotto della soglia, poi si torna alla rampa veloce. La soglia può essere regolata a piacere tra $(0 \div 60)\%$ di tutto lo schermo. Tutta questa procedura è comandata dal microprocessore tramite un programma ad 8 stati di avanzamento.

Velocità di esplorazione ottima

Si può dimostrare che se si vuole limitare l'errore di ampiezza a meno del 2%, la velocità di esplorazione non deve superare la metà del quadrato della banda. Ma la velocità di esplorazione dipende dal tempo di esplorazione e dal campo di frequenza esplorata, quindi

$$\text{velocità di esplorazione} = \frac{\text{Hz/div}}{\text{tempo/div}} \leqslant \frac{1}{2} B^2 \quad (3.44.)$$

ovvero,

$$\log\left(\frac{1}{2}B^2\right) + \log(\text{tempo/div}) - \log(\text{Hz/div}) > 0 \quad (3.45.)$$

che può essere verificata praticamente tramite resistori tarati per ogni posizione del commutatore per portare tensioni di opportuno valore ad un amplificatore sommatore. Se la disuguaglianza non è soddisfatta, l'amplificatore accende una spia a LED e ciò significa che si sta esplorando ad una velocità eccessiva per la banda scelta.

4. Distorsimetro

4.1. Caratteristiche generali

Come già accennato, il distorsimetro è uno strumento realizzato per effettuare la misura della distorsione non lineare totale presente in un segnale (all'origine sinusoidale) dovuta all'azione di circuiti elettrici o elettronici il cui modo di operare non risulti lineare.
Esso copre una gamma di frequenza che generalmente è compresa tra qualche Hz ed il MHz e, per poter effettuare correttamente le misure di distorsione sino all'1‰, necessita di un'ampiezza della fondamentale di qualche decimo di volt.
La sua impedenza di ingresso è del tipo *R-C* parallelo con valori, senza *probe*, attorno al MΩ per la *R* ed i 30 pF per la *C*.
Per il suo tipico modo di operare può essere considerato un voltmetro con particolari caratteristiche selettive.

4.2. Principio di funzionamento

Facendo riferimento ad un segnale distorto di 2ª e 3ª armonica il cui spettro di frequenza sia quello di fig. 3.63.*a*, il principio informatore prende le mosse dalla (3.28.): occorre separare la fondamentale dai restanti termini armonici ed effettuarne le misure separatamente. Il rapporto dei dati ottenuti fornisce il valore della D_{tot}.
L'operazione è molto semplice e si articola in due tempi (fig. 3.62.):

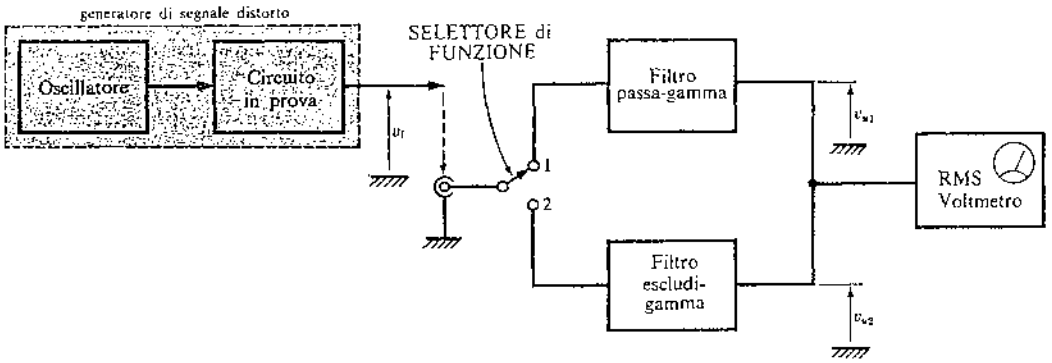


Figura 3.62. Schema a blocchi teorico per la misura di D_{tot}.

1) *selettore di funzione in posizione 1*); con un filtro passa-gamma sufficientemente selettivo (fig. 3.63.*b*), si sopprimono le armoniche del segnale di ingresso *a*), misurando la sola fondamentale *c*).
L'indicazione dello strumento, $V_{u1\,eff}$, è il denominatore della (3.28.).

2) *selettore di funzione in posizione 2*); un filtro escludi-gamma (fig. 3.64.*b*), sopprime la fondamentale e si misura così il valore efficace delle armoniche, $V_{u2\,eff}$, il cui spettro di ampiezza è rappresentato in *c*), e che costituisce il numeratore della (3.28.).
A questo punto, il rapporto

$$\frac{V_{u2\,eff}}{V_{u1\,eff}}$$

espresso in % oppure in dB dà l'ammontare della distorsione.

4.3. Schema a blocchi di principio

Per la misura di piccole distorsioni è però conveniente fare ricorso alla (3.31.) anziché alla (3.28.), ricordando che la differenza tra D_{tot} e D'_{tot} è piccola, e comunque si può tener conto dell'errore sistematico che si introduce servendosi delle (3.32.).
In tal modo, mantenendo inalterata la validità del principio di funzionamento, si fa ricorso ad uno schema che permette di ottenere non solo la misura

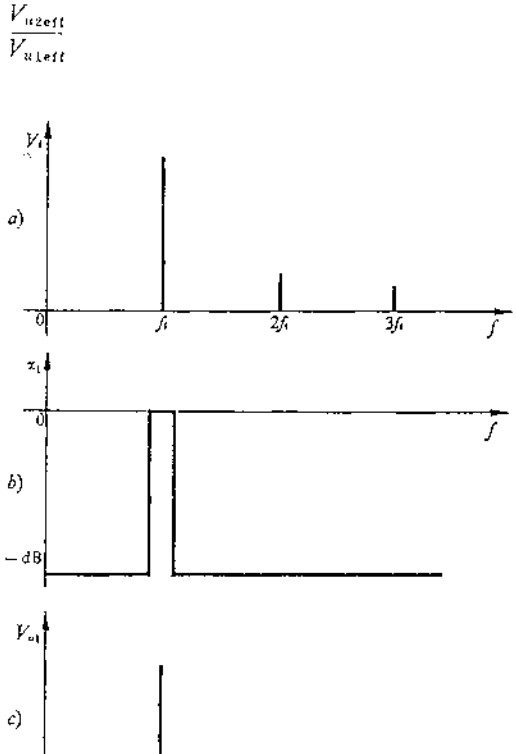


Figura 3.63. Rappresentazione del funzionamento dello schema di fig. 3.62. con il selettore in posizione 1: *a*) spettro di frequenza del segnale di ingresso; *b*) curva di risposta del filtro passa-gamma; *c*) spettro del segnale in uscita al filtro passa-gamma.

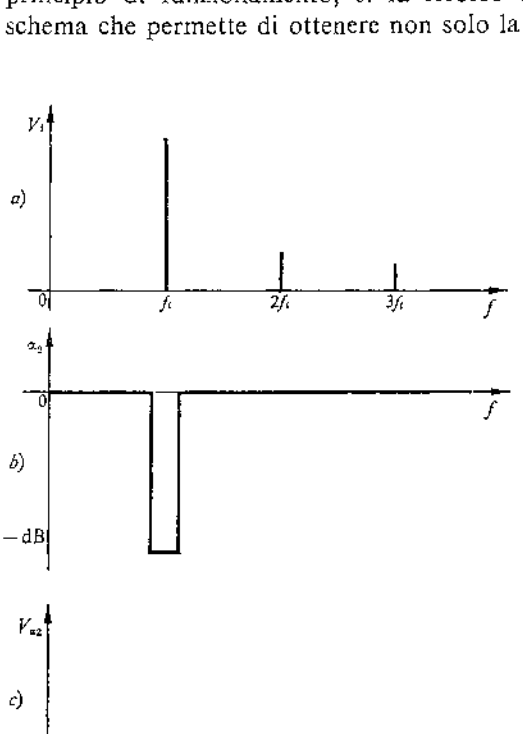


Figura 3.64. Rappresentazione del funzionamento dello schema di fig. 3.62. con il selettore in posizione 2: *a*) spettro di frequenza del segnale d'ingresso; *b*) curva di risposta del filtro escludi-gamma; *c*) spettro del segnale in uscita al segnale escludi-gamma.

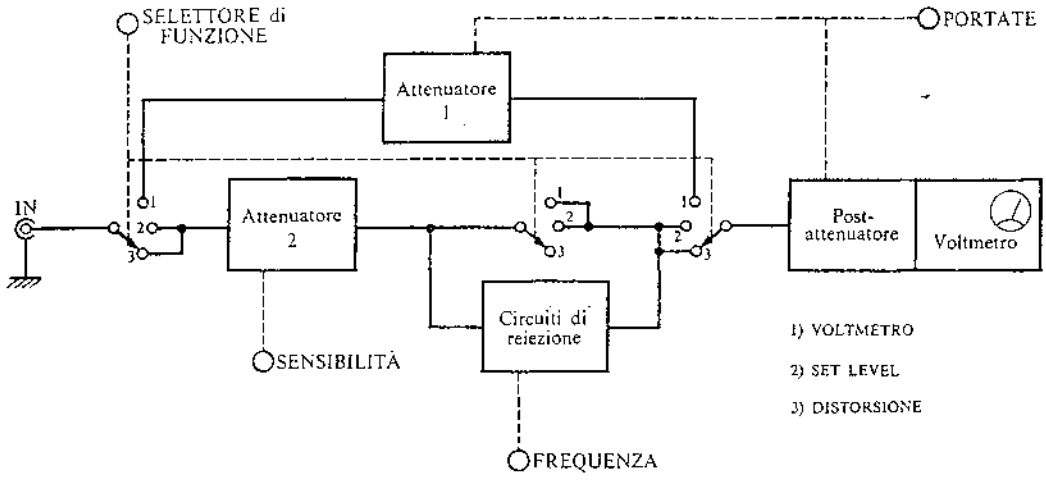


Figura 3.65. Distorsimetro: schema a blocchi di principio (per la misura di D'_{tot}).

della distorsione, ma anche:

– *la misura del valore efficace del segnale di ingresso completo*, realizzando così anche un voltmetro operante in una gamma di frequenza abbastanza vasta, funzione soltanto delle caratteristiche di risposta in frequenza dei blocchi che intervengono nella realizzazione dello strumento;

– *la lettura diretta del valore di* D'_{tot} in % oppure in dB evitando quindi di dover effettuare elaborazioni sui risultati parziali.

Lo schema a blocchi di principio si articola allora come in fig. 3.65.:

1) selettore di funzione in posizione *voltmetro*; vi è collegamento diretto tra ingresso e circuiti di misura. Sullo strumento si legge il valore di tutto il segnale applicato. Considerando che il distorsimetro viene impiegato con segnali non perfettamente sinusoidali, per una misura rigorosa è necessario uno strumento a *vero valore efficace* (*RMS*);

2) selettore di funzione in posizione *set level*; si fa in modo che il segnale di ingresso completo porti l'indice dello strumento a f.s. agendo sull'attenuatore 2 di ingresso. Con questa operazione si fissa il riferimento di livello 100%, necessario per effettuare successivamente la misura della distorsione con lettura diretta;

3) selettore di funzione in posizione *distorsione*; lasciando inalterata la posizione assunta nell'operazione precedente dall'attenuatore 2 di ingresso, si sintonizza il circuito di reiezione (filtro escludi-gamma) sulla fondamentale, sopprimendola (minima indicazione dello strumento). In tal modo giungono ai circuiti di misura soltanto le armoniche con ampiezza già riferita al 100% dall'operazione di cui al punto 2. Non rimane quindi che agire sul post-attenuatore scegliendo la portata migliore per effettuare la misura di D'_{tot}.

4.4. Studio dei circuiti principali

Circuito di reiezione

È la parte più importante del distorsimetro [1] e generalmente viene realizzata con il *ponte di Wien* (fig. 3.66.).

Tale ponte è in equilibrio per la fondamentale quando è:

$$\omega_1 = \frac{1}{RC}, \tag{3.46.}$$

$$R_3 = 2R_4 . \tag{3.47.}$$

Scegliendo opportunamente i valori di C e di R si può coprire un campo di frequenza abbastanza vasto nel quale operare le misure di distorsione.

La frequenza massima di lavoro è, per ragioni attinenti alle ammettenze parassite (vedi § 2.4. cap. V),

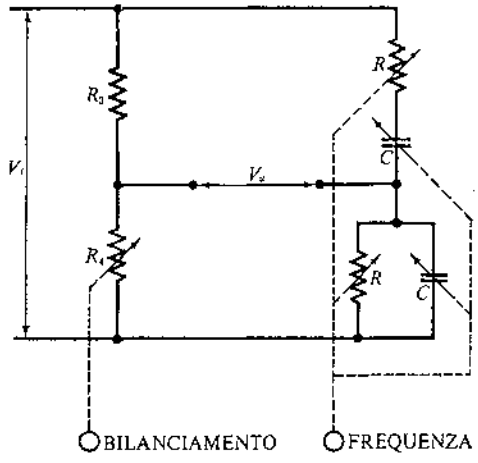


Figura 3.66. Distorsimetro: circuito di reiezione a ponte di Wien.

(1) *Hewlett-Packard*, mod. 331 A, Distortion Analyzer.

dell'ordine dei MHz. È superfluo ripetere che, nel nostro caso, *quando il ponte è in equilibrio, significa che si annulla in uscita il segnale alla frequenza sulla quale il ponte è sintonizzato.*

La ricerca della frequenza di lavoro avviene:

a) commutando a scatti le due resistenze R per le gamme di frequenza;

b) per variazione fine delle capacità C all'interno di tali gamme di frequenza;

c) per successivo aggiustamento di R_4 che bilancia ulteriormente il ponte per le sempre possibili disuguaglianze tra le due capacità C e tra le due resistenze R.

La caratteristica di reiezione del ponte può essere rilevata sperimentalmente (vedi pag. 180) oppure calcolata analiticamente, per rendersi conto se la banda oscura del filtro è accettabile per le esigenze di questa applicazione.

A tal fine si utilizza la (5.76.) dalla quale si ricava l'espressione di V_u in funzione di ω:

$$V_u = \frac{R_4}{R_3+R_4}V_i - \frac{V_i}{R+\frac{1}{j\omega C}+\frac{1}{\frac{1}{R}+j\omega C}}\cdot\frac{1}{\frac{1}{R}+j\omega C} =$$

$$= \left[\frac{R_4}{R_3+R_4} - \frac{1}{\left(R+\frac{1}{j\omega C}\right)\left(\frac{1}{R}+j\omega C\right)+1}\right]V_i =$$

$$= \left[\frac{R_4}{R_3+R_4} - \frac{1}{3+j\left(\omega RC-\frac{1}{\omega RC}\right)}\right]V_i$$

ma il 1° termine tra parentesi non dipende da ω e quindi utilizzando la (3.46.) e la (3.47.) si potrà scrivere:

$$V_u = \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{3+j\left(\frac{\omega}{\omega_1}-\frac{\omega_1}{\omega}\right)}\right]\cdot V_i$$

e con semplici passaggi

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{1/3}{1+j\frac{1}{\frac{1}{3}(\omega_1/\omega-\omega/\omega_1)}}$$

il cui modulo vale

$$e^{\alpha} = \left|\frac{V_u}{V_i}\right| = \frac{1/3}{\sqrt{1+\frac{1}{[\frac{1}{3}(\omega_1/\omega-\omega/\omega_1)]^2}}}. \qquad (3.48.)$$

È facile vedere che sia per $\omega \gg \omega_1$ che per $\omega \ll \omega_1$, $e^{\alpha} = 1/3$, cioè i segnali a frequenze lontane dalla fondamentale (*banda trasparente*) vengono ridotti a 1/3, mentre per $\omega = \omega_1$, $e^{\alpha} = 0$ e quindi $\alpha = -\infty$, ovvero la fondamentale è completamente eliminata.

Dalla (3.48.) si ricava il diagramma semilogaritmico del rapporto $|V_u/V_i|$ che risulta simmetrico rispetto all'ascissa $\omega/\omega_1 = 1$, che nel caso in esame può assumere solo valori interi, pari all'ordine delle armoniche. Accanto a questo diagramma è riportata in fig. 3.67. anche una tabella coi valori di $|V_u/V_i|$ in corrispondenza alle varie armoniche.

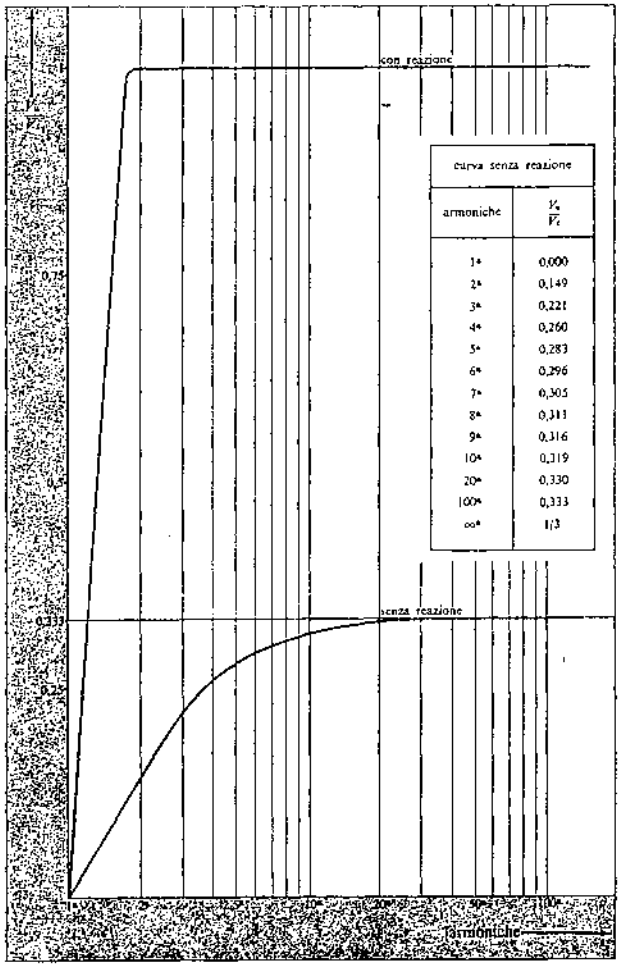


Figura 3.67. Risposta del ponte di Wien (senza reazione) e dei circuiti di reiezione (con reazione).

Dall'esame dei risultati si vede chiaramente che questo filtro non soddisfa, così com'è, alle esigenze di reiezione della sola fondamentale richiesta dall'applicazione, in quanto anche le armoniche 2ª, 3ª, 4ª, ... fino alla 20ª vengono più o meno attenuate, con conseguente introduzione di un notevole errore nella misura.

È quindi indispensabile apportare dei miglioramenti al circuito di reiezione, che consistono nella inserzione di blocchi amplificatori con opportune reazioni che:

a) *aumentano considerevolmente la selettività del filtro* (fig. 3.67.);

b) *eliminano l'attenuazione propria del ponte di Wien (1/3) portando il guadagno complessivo all'unità.*

Il circuito di reiezione è allora costituito da un preamplificatore che precede il ponte di Wien e da un amplificatore che lo segue, il tutto in controreazione. In fig. 3.68.*a* è rappresentato il suo schema a blocchi,

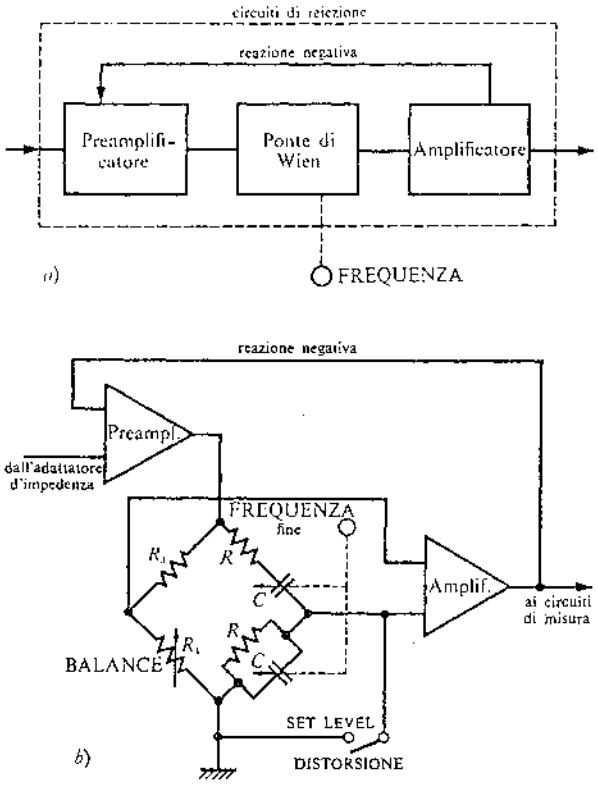


Figura 3.68. Distorsimetro. Circuiti di reiezione: *a*) schema a blocchi; *b*) schema dettagliato.

mentre in *b* è lo schema dettagliato. Si noti che nella posizione SET LEVEL il ponte viene disabilitato alla reiezione cortocircuitando a massa il ramo *R-C* parallelo. In tal modo, poiché è $R_3 = 2R_4$, rimane inalterato ad 1/3 il rapporto di attenuazione tra ingresso e uscita al ponte, non operando quindi modifiche per quanto concerne il livello di uscita alla catena del blocco di reiezione.

Lo schema a blocchi di principio viene infine completato inserendo un circuito *adattatore di impedenza*, che, con guadagno unitario, impedenza di ingresso molto elevata e impedenza d'uscita piccola, serva da stadio separatore tra gli attenuatori d'ingresso ed i circuiti di reiezione e di misura.

Circuiti di misura

Sono costituiti dal post-attenuatore, da un amplificatore e dal circuito raddrizzatore nel quale è inserito lo strumento di misura (fig. 3.69.).

Il post-attenuatore è un partitore a scatti compensato che viene posizionato dall'operatore per avere la migliore lettura sullo strumento. Naturalmente deve limitare il segnale di ingresso all'amplificatore ad un livello che ne garantisca il funzionamento lineare.

La funzione dell'amplificatore è quella di agire da separatore, non caricando, grazie alla sua elevata impedenza di ingresso, il post-attenuatore, e da adattatore di impedenza per il circuito di raddrizzamento, la cui impedenza di ingresso è invece generalmente assai piccola.

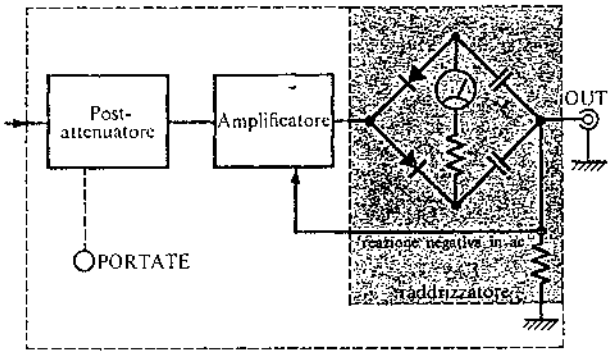


Figura 3.69. Distorsimetro: circuiti di misura.

Per ciò che riguarda il circuito raddrizzatore, si è già accennato alla necessità che esso effettui la misura del vero *RMS* per soddisfare alle relazioni (3.28.) e (3.31.). Molto spesso però le case costruttrici non corredano i distorsimetri di tali circuiti e si accontentano, per ragioni di semplicità e di costo, di effettuare misure di valor medio che vengono poi tradotte sulla scala in valor efficace (1).

Questa soluzione consente una misura rigorosa solo nel caso di segnale sinusoidale, mentre introduce degli errori tanto più elevati quanto più i termini armonici sono numerosi e la distorsione elevata.

L'errore è senz'altro più evidente dopo la reiezione della fondamentale, quando il segnale che giunge al circuito di raddrizzamento è tutt'altro che sinusoidale e quindi il *fattore di forma* (2) non vale più 1,11 come in una sinusoide (fig. 3.70.); in ogni caso la sua entità non supera, anche nel peggiore dei casi, l'11%.

Il distorsimetro però è dotato di una uscita nella

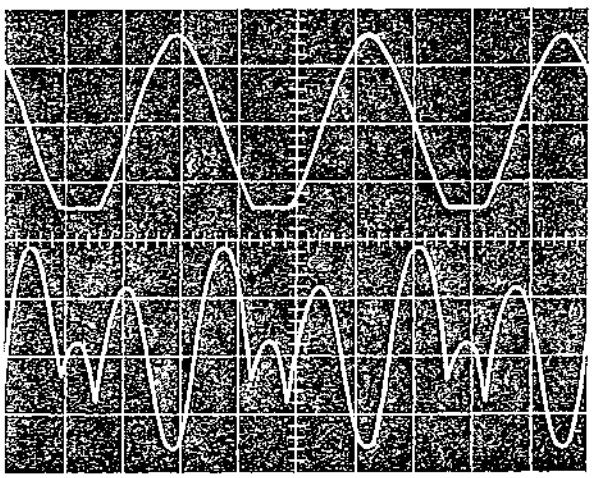


Figura 3.70. Distorsimetro. Rappresentazione della forma d'onda: *a*) di un segnale con $D_{tot}' = 12\%$ (fattore di deflessione 50 mV/div); *b*) dei termini armonici presenti in detto segnale dopo la soppressione della fondamentale (fattore di deflessione 5 mV/div).

(1) Per i voltmetri *RMS* e a valor medio si veda cap. IV.
(2) Si intende per fattore di forma di una funzione il rapporto tra il suo valore efficace ed il suo valor medio.

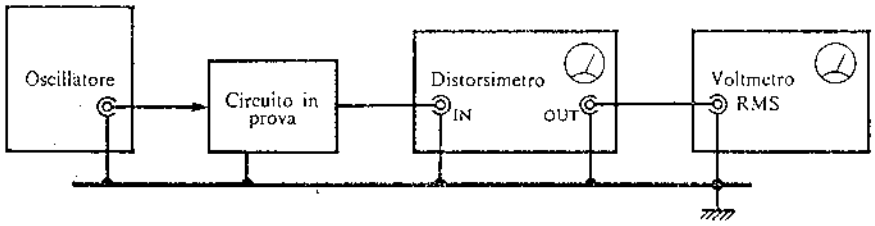


Figura 3.71. Metodo per eliminare l'errore di misura dovuto al voltmetro del distorsimetro.

quale sono presenti i segnali che il circuito raddrizzatore sta misurando: in tal modo, l'operatore che desideri una misura *esatta* del *RMS*, collega a tale uscita un voltmetro *RMS* effettuando la conseguente lettura (fig. 3.71.).
Lo schema a blocchi completo di un distorsimetro è allora quello di fig. 3.72.
Si tenga presente che è molto importante che il distorsimetro non introduca da parte sua un quantitativo eccessivo di distorsione e di rumore. Per questo motivo, soprattutto nella realizzazione dell'adattatore di impedenza e dei vari amplificatori, è stata posta una cura particolare nella scelta dei componenti attivi (poco rumorosi) e dei loro punti di riposo, al fine di ottenere la migliore linearità.

4.5. Sensibilità del distorsimetro

La sensibilità del distorsimetro è determinata dall'insieme delle caratteristiche del circuito di reiezione e dei circuiti di misura. Questi circuiti generano infatti dei segnali parassiti (rumore, derive, non perfetta eliminazione della fondamentale) e *per poter attuare misure attendibili occorre che il minimo segnale utile sia nettamente prevalente su di essi.*
Se ad es., i disturbi hanno un livello attorno alla decina di μvolt, il minimo segnale utile dovrà essere non inferiore a qualche centinaio di μvolt. Su questo valore è basata la scelta della sensibilità dei circuiti di misura.
Fissato il valore minimo di distorsione che si vuole misurare (in rapporto alle massime prestazioni dei generatori di BF) risulta il valore corrispondente del segnale completo da applicare in ingresso per l'operazione di set level.

Esempio. Se la sensibilità dei circuiti di misura vale 300 μV ed il valore minimo di distorsione che lo strumento può misurare è l'1‰, è necessario che in ingresso sia applicato un *segnale completo* maggiore di

$$V_{i\,min} = \frac{300 \cdot 10^{-6}}{0{,}001} = 0{,}3 \text{ V}.$$

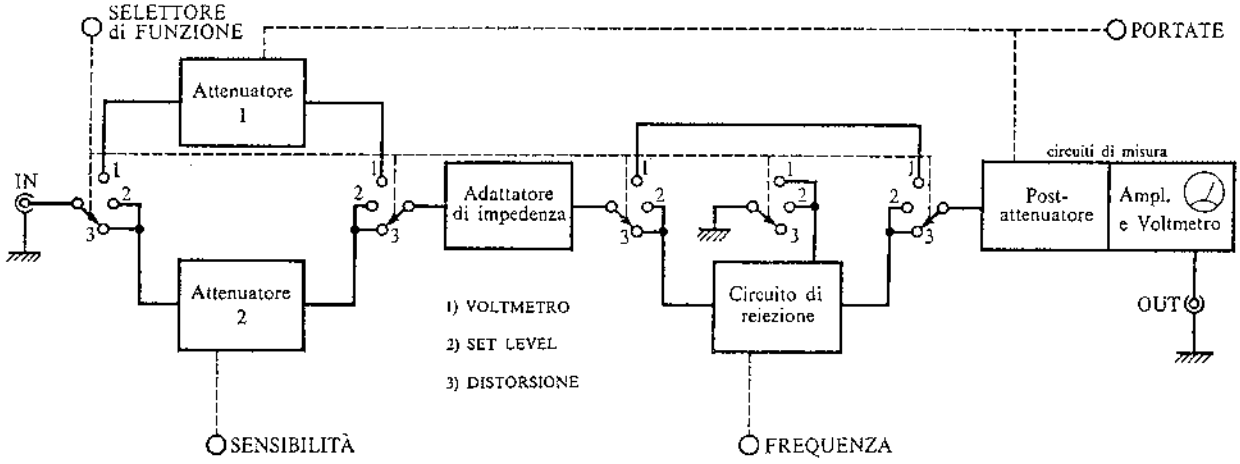


Figura 3.72. Distorsimetro: schema a blocchi completo.

5. Conclusioni

In questo capitolo sono stati presentati gli strumenti principali per compiere misure nel dominio della frequenza: ognuno di essi ha una sua validità che lo fa preferire agli altri in relazione a certe caratteristiche che l'operatore dovrà di volta in volta valutare, prima di compiere una scelta.
Per ciò che riguarda il *distorsimetro*, si tratta di uno strumento di basso costo, di precisione discreta,

poco flessibile (solo per la misura di distorsioni totali di piccolo valore), campo di frequenza che non si estende molto al disopra delle frequenze audio.
L'*analizzatore d'onda* è uno strumento più complesso del precedente, un poco più costoso, più flessibile, di buona precisione. Il campo di frequenza usuale è quello di bassa frequenza, però si può estendere alla decina di MHz. Richiede una certa attenzione da parte dell'operatore e normalmente fornisce un solo dato ogni misura, riferito all'armonica che si sta esaminando. Se però viene collegato ad apparecchiature ausiliarie quali lo sweep ed un registratore *XY*, consente una presentazione automatica dei risultati.
L'*analizzatore di spettro* è uno strumento più versatile ma più costoso dei precedenti; richiede minori operazioni per il suo impiego e una certa competenza da parte dell'operatore. In compenso la presentazione dei risultati è assai comoda, in quanto fornisce immediatamente la visione di tutto lo spettro della funzione, dando all'operatore la possibilità di seguire costantemente le possibili variazioni che possono prodursi. La sua precisione non è particolarmente spinta, ma tuttavia sufficiente a soddisfare alle esigenze più generali.

6. Misure nel dominio della frequenza

1) *Verifica sperimentale dell'analisi di Fourier*

Si consideri una funzione come in fig. 3.10.*a* della quale siano noti sia la durata τ dell'impulso che il periodo T; utilizzando la (3.16.) si ottengono i valori teorici dei termini costituenti lo spettro di frequenza (fig. 3.10.*b*) della funzione data.
Al fine di rendere meno critica la misura per ciò che concerne la stabilità di frequenza, si consiglia di pilotare il generatore d'impulsi con un segnale esterno proveniente da un oscillatore ad alta stabilità e di visualizzare poi su di un oscilloscopio la funzione impulsiva, regolandone il rapporto τ/T sino ad ottenerne il valore voluto.
Naturalmente, disponendo di un registratore *XY*, lo spettro di frequenza può essere ottenuto direttamente su di un grafico a scale lineari anziché effettuarne il rilievo in modo manuale.
In fig. 3.73. è rappresentato lo schema da realizzarsi per la misura, nel quale può essere inserito indifferentemente, a seconda della convenienza, sia l'A. d'O. che l'A. di S.

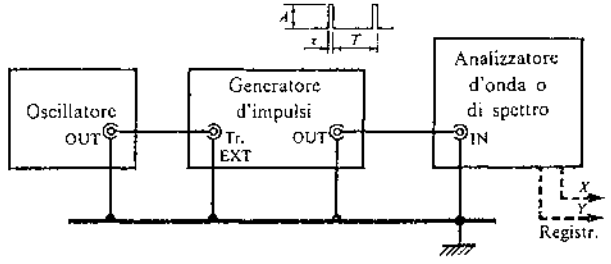


Figura 3.73. Schema per la verifica sperimentale dell'analisi di Fourier (di un'onda impulsiva).

2) *Determinazione della purezza spettrale del segnale generato da un oscillatore*

È conveniente effettuare questa prova per il valore massimo di potenza d'uscita fornita dall'oscillatore, e cioè per la sua $V_{u\,max}$ e per il minimo carico esterno applicabile (ai morsetti d'uscita), per due ragioni:
a) determinare il maggior numero di armoniche eventualmente presenti;
b) è sicuramente la condizione di lavoro più gravosa per l'oscillatore.
Si preferisce effettuare la misura in dB in modo da avere una rappresentazione immediata e diretta dell'ammontare di ogni singola armonica rispetto alla fondamentale, in quanto il livello della fondamentale viene assunto come livello di riferimento 0 dB,

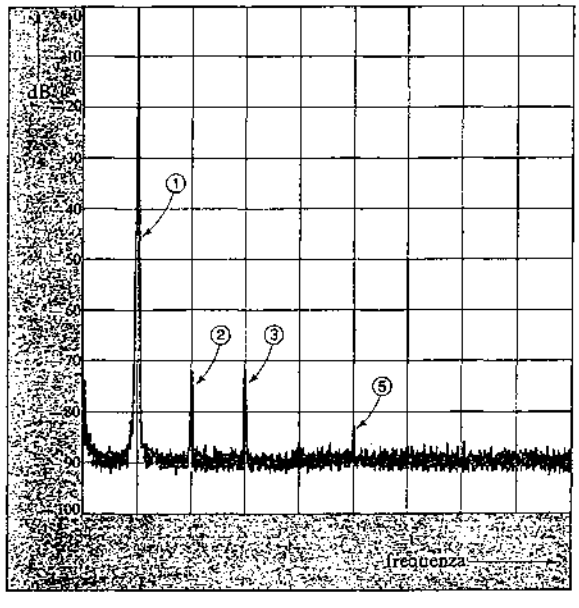


Figura 3.74. Spettro del segnale d'uscita di un oscillatore.

ed inoltre si dispone di un più ampio campo dinamico.
Una tipica rappresentazione della purezza dello spettro di frequenza di un oscillatore è quella di fig. 3.74.

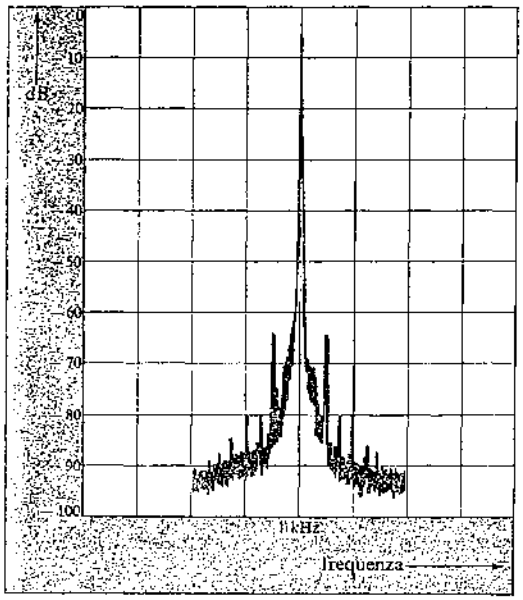


Figura 3.75. Come in fig. 3.74. ma con fondamentale = 1 kHz e in evidenza i segnali spuri dovuti alla rete.

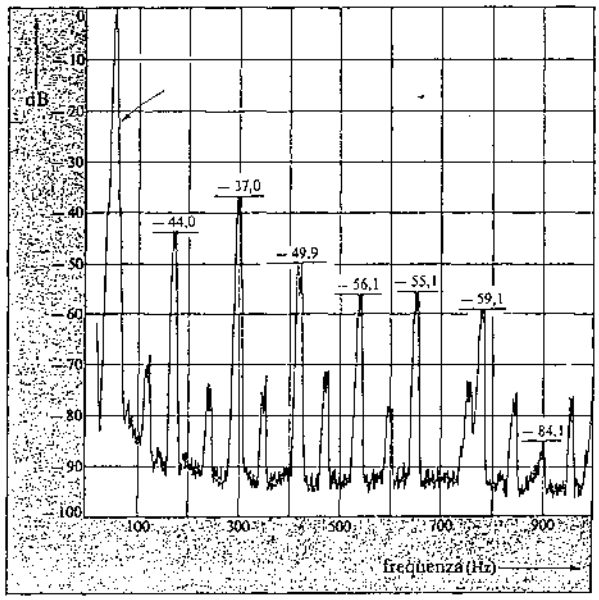


Figura 3.76. Spettro della rete di alimentazione U.S.A. a 60 Hz.

Nel caso di utilizzazione di un registratore XY è necessario dare a quest'ultimo la possibilità di rappresentare la funzione Y in scala logaritmica e l'asse X in scala lineare.
Se si effettua una prova con $f_1 = 1$ kHz espandendo notevolmente la zona attorno a tale frequenza, appariranno sul grafico dei segnali spurii dovuti all'alimentazione della rete di distribuzione ac che distano dal segnale fondamentale di multipli della frequenza di rete. Una tipica rappresentazione di tale fenomeno, è quella di fig. 3.75.

3) *Rilievo dello spettro di frequenza della rete di distribuzione ac.*

Analoga alla precedente, questa prova tende ad evidenziare la presenza di armoniche nella rete di distribuzione ac dovute, anche se la sorgente è perfettamente sinusoidale, alla inserzione di carichi non lineari.
Un esempio di carico la cui caratteristica non è lineare è rappresentato dai trasformatori con nucleo ferromagnetico (fig. 5.27.*a*) che introducono armoniche prevalentemente di ordine dispari, la cui potenza viene quasi completamente dissipata in calore e quindi la conoscenza dello spettro di ampiezza della rete di alimentazione può costituire un dato di riferimento importante per l'efficienza del componente e per poter prevedere la sua durata nel tempo.
Collegando un registratore XY all'Analizzatore d'onda, si può rilevare un andamento come in fig. 3.76. che indica la presenza di armoniche fino al kHz. Quanto visto può suggerire la necessità, per talune applicazioni, di sottoporre la rete ad una operazione di filtraggio, al fine di poter disporre della sola fondamentale.

4) *Misura di intermodulazione di un 4-polo* (vedi)

5) *Misura della risposta di un 4-polo* (vedi)

6) *Rilievo della curva di reiezione del Distorsimetro*

È interessante effettuare questa prova sul Distorsimetro per determinarne il grado di reiezione della

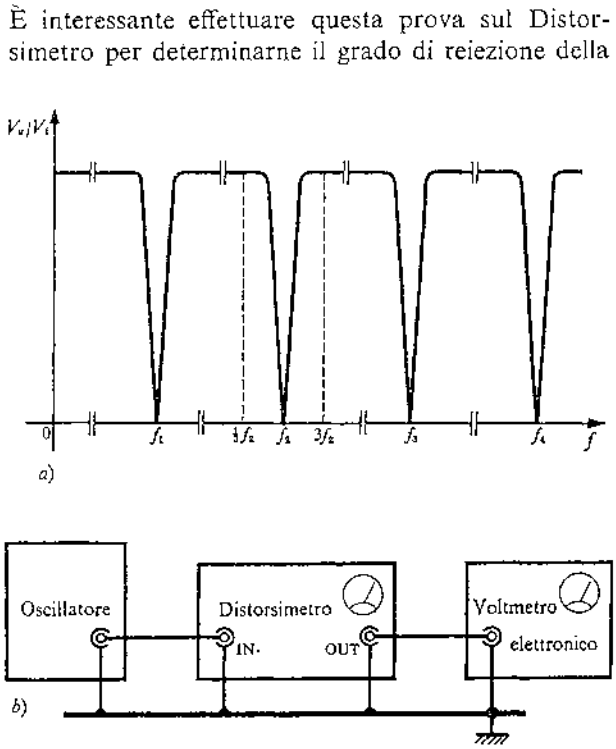


Figura 3.77. Metodo per il rilievo delle curve di reiezione del distorsimetro a diverse frequenze: *a*) curve di risposta; *b*) schema di misura.

fondamentale che, rispetto alle altre armoniche (in particolare quelle di ordine più elevato), non dovrebbe essere inferiore agli 80 dB.
Il criterio da seguire è assai semplice, in particolare se si considera lo strumento soltanto come un filtro escludi-gamma del quale si vuole rilevare la curva di risposta (è implicito che ciò è possibile soltanto qualora si operi con il selettore di funzione in posizione DISTORSIONE); in più, rispetto ad un 4-polo filtrante normale, è necessario che esso mantenga inalterate le proprie caratteristiche di selettività per tutta la gamma di frequenza nella quale viene ad operare. Si debbono quindi prevedere un certo numero di prove successive che controllino il comportamento dello strumento a diverse frequenze di lavoro del ponte di Wien (fig. 3.77.*a*), analoghe a quella riportata in fig. 3.67. Se lo strumento è di adeguate caratteristiche, tali curve debbono risultare il più possibile uguali.
Lo schema da realizzarsi è allora quello riportato in fig. 3.77.*b*, per la discussione del quale si rimanda a quanto esposto nel cap. VI.

È necessario disporre di un oscillatore che possa variare finemente la propria frequenza in un campo compreso tra $1/3f$ e $3f$. Per la lettura della tensione di uscita ci si può servire di un Voltmetro elettronico. Più semplicemente, può essere utilizzato il voltmetro dello strumento, effettuando per ogni frequenza che si impone, in un primo tempo la misura della tensione di ingresso (posizione *set level* eventualmente imponendo la condizione 100% o 0 dB al fine di effettuare successivamente una lettura diretta) e poi in posizione *distorsione*.
È altrettanto chiaro che, disponendo di un registratore *XY* e di uno sweep, la curva può essere tracciata direttamente come nel cap. VI.
Si confrontino le curve così ottenute e quelle di un ponte di Wien non reazionato.

7) *Distorsione di un 4-polo in funzione della frequenza* (vedi)

8) *Distorsione di un 4-polo per diversi livelli di potenza di uscita* (vedi)

Bibliografia

De Castro E., *Complementi di Analisi Matematica*, Zanichelli, 1968.
Javid M. e Brenner E., *Analysis, Transmission, and Filtering of Signals*, McGraw-Hill, 1963.
Sneddon I. N., *Fourier Series*, Routledge & Kegan, 1969.
Blackwell W. A., *Mathematical Modeling of Physical Networks*, McMillan, 1968.
Cervellati R. e Malosti D., *Elettronica, Esercitazioni per il Laboratorio di Fisica*, La Goliardica, Roma, 1975.
Popoulis A., *The Fourier Integral and its Applications*, McGraw-Hill, 1962.
Coombs C. F., *Basic Electronic Instrument Handbook*, McGraw-Hill, 1972.

Unter B., « Fully Calibrated Frequency-Domain Measurements », *Hewlett-Packard Journal*, agosto 1968.
Grisell T. ed altri, « Design of a Third-Generation R.F. Spectrum Analyzer », *Hewlett-Packard Journal*, agosto 1968.
Hale W. e Weibel G., « A Low-Frequency Spectrum Analyzer ... », *Hewlett-Packard Journal*, settembre 1973.

Hewlett-Packard, *Spectrum Analysis - Basics*, Appl. Note 150, 1974.
Tektronix, *Spectrum Analyzer Circuits - Circuit Concepts*, 1969.
Tektronix, *Spectrum Analyzer Measurements - Measurement Concepts*, 1969.
Hewlett-Packard, *Spectrum Analysis - Using The 8557A S.A.*, Appl. Note 150 B, 1975.
Rohde & Schwarz, *Appl. Note EZF/EZFU - News from R & S, n. 59*, 1973.

Capitolo IV. Misura delle grandezze fondamentali

In questo capitolo si prenderanno in esame gli strumenti ed i metodi per la misura delle grandezze fondamentali, cioè tensione e corrente, sia in continua che in alternata, e quindi si perverrà anche alle misure di frequenza, di tempo e di fase, che sono legate ai regimi in alternata.
Dopo un breve richiamo agli strumenti a bobina mobile ed un confronto con quelli elettronici, si prenderanno in esame i voltmetri elettronici per dc sia analogici che numerici, per poi passare a quei circuiti (chiamati genericamente *convertitori*) che permettono la loro trasformazione in ampermetri, ohmmetri e voltmetri per ac.
Il capitolo si conclude con il contatore elettronico, *strumento propedeutico allo studio dei voltmetri numerici*, seguito dai vari metodi per la misura di frequenza, tempo, fase e potenza.

Generalità sugli strumenti

Come è ben noto dallo studio dell'elettrotecnica, i tradizionali strumenti per la misura delle tensioni e delle correnti continue sono di tipo elettromeccanico *a bobina mobile e magnete permanente*.
Si tratta di strumenti di tipo ampermetrico che però, con l'aggiunta di resistori addizionali, consentono la misura di tensioni. La loro tecnica costruttiva, attraverso una evoluzione di decenni, li ha condotti a raggiungere buone prestazioni generali, affidabilità, robustezza, comodità d'uso, buona precisione e costo abbastanza contenuto.
Vengono tuttora usati largamente, anche se per diversi motivi è spesso preferibile sostituirli con altri strumenti più recenti, gli *strumenti elettronici*, che possono essere:
– di tipo *analogico*, che indicano il risultato della misura in modo continuo sulla scala di uno strumento a b.m.;
– di tipo *numerico*, nei quali la presentazione del risultato viene effettuata su di un visore numerico il cui numero di cifre è proporzionato alla precisione dello strumento.
Prima di passare allo studio di questi strumenti, per poterne effettuare il confronto con quelli a bobina mobile, si richiamano qui brevemente le caratteristiche principali di questi ultimi.

Richiami sugli strumenti a bobina mobile

Le grandezze che caratterizzano i tipi con equipaggio mobile a perni sono le seguenti:

I_{fs} = *corrente di fondo scala*, corrispondente alla massima sensibilità ampermetrica dello strumento, ha valori compresi tra qualche μA e alcuni mA;

V_{fs} = *tensione di fondo scala*, corrispondente alla massima sensibilità voltmetrica, compresa tra alcune decine di mV ed il V.

Un dato molto importante nel funzionamento dello strumento come voltmetro è la *resistenza specifica* che, definita come la resistenza che lo strumento presenta in portata 1 V, vale l'inverso di I_{fs} ed è espressa in Ω/V. Per es., se $I_{fs} = 40$ μA, lo strumento è da 25 kΩ/V.

Consumo

Gli strumenti elettromeccanici sono essenzialmente passivi, prelevano cioè l'energia necessaria al loro funzionamento (*consumo*) dallo stesso circuito sul quale vengono inseriti: questo subisce quindi una perturbazione del suo regime di funzionamento per cui la grandezza che viene misurata non ha più il valore che aveva prima dell'inserzione, per la presenza appunto di un *errore* detto *di consumo*. Si tratta di un errore di tipo sistematico, prevedibile quindi come entità e segno, e di conseguenza può essere corretto qualora siano note sia le caratteristiche del circuito di misura che quelle dello strumento.

Esempio. Si voglia misurare la tensione V_x (fig. 4.1.) ai capi del resistore $R_2 = 45$ kΩ inserito in un circuito complesso ma schematizzabile con un generatore di f.e.m. continua $V_0 = 10$ V e con un resistore in serie $R_1 = 5$ kΩ. (*Valore vero* $V_x = 9$ *V*).
Se si utilizza uno strumento da 2 kΩ/V, in portata 10 V f.s., quando si inserisce lo strumento è come inserire in parallelo ad R_2 una resistenza $R_V = 2 \cdot 10^3 \times 10 = 20$ kΩ che perturba il regime elettrico preesistente, sicché si misura una $V_x \simeq 7{,}35$ V con un errore $\Delta V_x\% \simeq 18\%$.

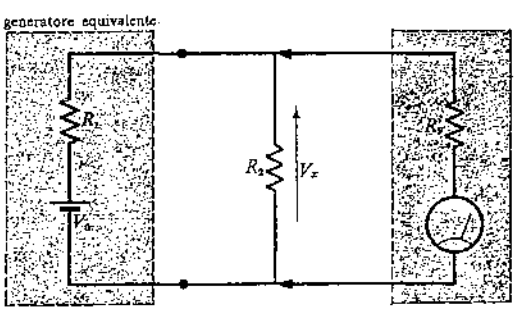


Figura 4.1. Schema di inserzione di voltmetro.

Con uno strumento da 20 kΩ/V invece,
$V_x \simeq 8{,}8$ V con un errore $\Delta V_x\% \simeq 2{,}2\%$;
ed infine con uno da 100 kΩ/V risulta,
$V_x \simeq 8{,}96$ V con un errore $\Delta V_x\% \simeq 0{,}45\%$.

Nella pratica, nelle misure elettroniche le caratteristiche del circuito non sono note con sufficiente precisione e quindi non si ricorre quasi mai alla correzione dell'errore, ma ci si accontenta solamente che esso non superi un valore intollerabile. Nel caso dell'esempio numerico precedente si vede che con uno strumento con piccola resistenza specifica il risultante errore di consumo è inaccettabile (quasi il 20%), con uno di discrete prestazioni l'errore scende ad un valore ragionevole anche se ancora elevato (2,2%) mentre si ha una misura molto precisa ($< 0{,}5\%$) con uno strumento di grande qualità (e di costo corrispondente).

Sensibilità

Per le misure di tensione e di corrente la portata minima va da 5÷10 volte il valore dei f.s. indicati prima in quanto vengono inseriti resistori addizionali o di shunt rispettivamente, che hanno la funzione di compensare i diversi coefficienti termici della resistività delle varie parti costituenti l'equipaggio mobile. Negli strumenti di maggior pregio vi è poi la possibilità di accedere direttamente alla bobina e quindi la portata minima coincide proprio con quelle indicate (I_{fs} *e* V_{fs}).

Precisione

L'*errore relativo* nelle misure con gli strumenti elettromeccanici è costituito dalla somma di due termini:
– il primo (α) che dipende dal valore della grandezza misurata G_m tramite l'*indice di classe* C dello strumento;
– l'altro (β) indipendente dal valore della grandezza misurata;
per cui può essere esprimibile dalla:

$$\Delta\% = \pm(\alpha + \beta) = \pm\left(C\frac{G_{fs}}{G_m} + \beta\right)$$

dove con C si indica la *classe dello strumento* che rappresenta l'errore massimo assoluto, considerato costante in ogni punto della scala, in percentuale del valore di fondo scala G_{fs}.

I valori normalizzati sono:

0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 5.

Nella pratica, per gli strumenti elettromeccanici, il termine α è notevolmente più grande e quindi ne definisce la precisione.

Confronto con gli strumenti elettronici

Per ciò che riguarda il *consumo*, tutti gli strumenti elettronici presentano resistenze d'ingresso costanti e di valore molto elevato (valore tipico 10 MΩ) e quindi il problema, tranne che per casi particolari (1), è completamente risolto.
La *sensibilità* risulta molto buona con i voltmetri numerici e viene spinta a valori elevatissimi soprattutto in alcuni tipi di voltmetri analogici (quelli *a chopper*). La precisione dei voltmetri analogici non può mai essere migliore di quella degli strumenti a b.m. in quanto si servono di questo strumento per la lettura: fanno eccezione i voltmetri differenziali che raggiungono invece, grazie al loro particolare modo di funzionamento, le più elevate precisioni. Si ottengono poi risultati molto buoni ed in qualche caso notevolissimi nei numerici.
Il problema della *precisione negli strumenti elettronici* presenta aspetti che lo differenziano da quello degli strumenti elettromeccanici. Questo argomento viene trattato diffusamente a pag. 229.
Lo sviluppo costruttivo, oltre ad ottenere i miglioramenti accennati, ha consentito di allargare notevolmente il campo di utilizzazione degli strumenti, soprattutto poi quando si passi al funzionamento in alternata.

---

(1) Si consideri infatti il circuito di fig. 4.1., con $V_0 = 540$ V, $R_1 = R_2 = 1$ MΩ, $V_x = 270$ V (*valore vero*). Se si utilizza un voltmetro elettronico con $R_i = 10$ MΩ, l'errore di consumo è pari al 4,76%. Se invece si utilizza un voltmetro a b. m. con resistenza specifica 100 kΩ/V e portata 300 V, risulta un errore di consumo dell'1,64%.
Questo risultato non deve trarre in inganno: l'esempio è volutamente paradossale e si sono utilizzati un voltmetro elettronico comune mentre quello a b.m. è di grande pregio. Se invece, come è più frequente nell'elettronica, la misura avviene a livelli più bassi e sempre nello stesso circuito e con gli stessi strumenti, ma con $V_0 = 12$ V, il voltmetro elettronico presenta sempre lo stesso errore di consumo, mentre per quello a b.m. nella portata 10 V, risulta essere ben del 33%!

1. Voltmetri elettronici analogici per dc

1.1. Principi generali

Lo strumento elettronico analogico fondamentale per dc è un voltmetro la cui struttura è sempre riconducibile allo schema a blocchi della fig. 4.2., costituito da un attenuatore, da un amplificatore in dc e dallo strumento di misura a bobina mobile.
L'*attenuatore* ha naturalmente la funzione di ridurre

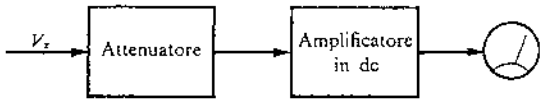


Figura 4.2. Schema generale dei voltmetri analogici elettronici.

di fattori costanti nel tempo e noti con precisione il livello della tensione d'ingresso, qualora essa abbia un valore più elevato di quello massimo ammissibile all'ingresso dell'amplificatore.
L'*amplificatore* deve assolvere essenzialmente a due funzioni:
– amplificare il livello di tensione del segnale all'ingresso;
– provvedere a realizzare un adattamento d'impedenza tra la sorgente del segnale e lo strumento di misura: a tale scopo dovrà possedere un'elevata resistenza di ingresso e, ricordando che lo strumento a b.m. è di tipo ampermetrico, una piccola resistenza d'uscita.
L'ordine di grandezza della resistenza d'ingresso dell'amplificatore può essere di 1000 MΩ e oltre; il valore invece di quella del voltmetro dipende dall'attenuatore d'ingresso.
Un fenomeno caratteristico degli amplificatori ad accoppiamento diretto e che ne limita le prestazioni di sensibilità è la *deriva*, un segnale presente in uscita anche in assenza della tensione di ingresso, costituito da componenti di frequenza bassissima (minori dell'Hz), dovuto ad effetti termici, variazioni delle alimentazioni, invecchiamento dei componenti, ecc..
Utilizzando gli amplificatori ad accoppiamento diretto si è solamente risolto il problema del consumo pervenendo agli economici *voltmetri ad amplificatore* e si sono raggiunti miglioramenti soltanto marginali di sensibilità ricorrendo a realizzazioni più accurate (*millivoltmetri*).
Sono stati ottenuti risultati migliori, soprattutto dal punto di vista della sensibilità, con configurazioni particolari degli amplificatori in continua per piccole tensioni nei *voltmetri a chopper*.

1.2. Voltmetri ad amplificatore

La loro struttura è riportata nella fig. 4.2., nella quale l'amplificatore, del tipo ad accoppiamento diretto, è l'argomento di cui ci si occuperà in questo paragrafo.
A questi amplificatori è richiesta, oltre alla elevatissima resistenza d'ingresso e ad un ampio campo dinamico (da 0 a ±15 V), la più elevata sensibilità possibile.

Sensibilità e deriva

La sensibilità è strettamente legata al fenomeno della deriva, inevitabile in amplificatori di questo tipo.

Poiché il segnale di deriva è sempre presente all'uscita e si sovrappone al segnale utile, per poter mantenere un grado accettabile di precisione è necessario che la misura non si spinga a livelli di segnale così piccoli da far sì che il segnale di deriva non possa più essere trascurato. Supponendo che per certe condizioni ambientali esso si mantenga all'interno di una fascia di 100 μV sul livello d'uscita, appare chiaro che, per questo aspetto della misura, volendo salvaguardare una precisione dell'1 %, il segnale utile più piccolo misurabile (*sensibilità*) è di 10 mV, a cui corrisponde una portata minima dello strumento di 0,3 V.
L'esempio numerico riportato, oltre a cercare di chiarire il problema, riporta valori tipici di strumenti di uso corrente. Con realizzazioni di maggior costo, nelle quali particolari cure sono poste a ridurre la fascia della deriva (±10 μV) (*millivoltmetri*), si possono misurare fino a tensioni dell'ordine di 1 mV (portata minima 30 mV).
Dopo quanto si è detto appare chiaro che, fissata la più piccola portata che si può ottenere (0,3 V nel primo caso, 30 mV nel secondo) e la V_{fs} dello strumento a b.m. (per es. 250 mV), il guadagno dell'amplificatore dovrà essere ad essi commisurato (≃ 1 nel primo caso, ≃ 10 nel secondo).

Voltmetro

Lo schema di principio di un voltmetro ad accoppiamento diretto è quello riportato nella fig. 4.3. Vi figurano due inseguitori con generatori di corrente costante collegati in una struttura differenziale. In tal modo si raggiungono gli scopi principali di grande resistenza d'ingresso ed inoltre la deriva ed eventuali altri disturbi, nella misura in cui il circuito risulti simmetrico, possono essere considerati segnali di modo comune e quindi notevolmente ridotti.
I transistori ad effetto di campo, in coppie selezionate o addirittura in coppie integrate, vengono preferiti a quelli bipolari, perché, oltre al vantaggio della ele-

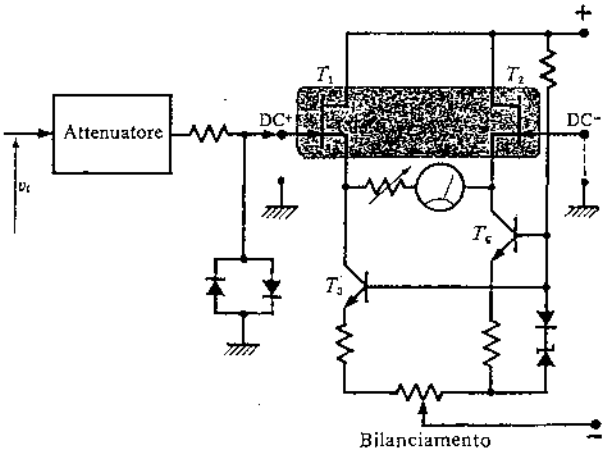


Figura 4.3. Schema semplificato di voltmetro ad amplificatore.

vata resistenza d'ingresso, presentano correnti di fuga di gate da 100 a 1000 volte inferiori a quelle di base.
La struttura differenziale si presta particolarmente bene per ottenere il cambiamento di segno necessario per misurare tensione di polarità opposte: il segnale viene allora inviato ad uno dei due ingressi, mentre l'altro è posto a massa.
Il circuito viene poi completato da dispositivi accessori, come per es., protezioni contro le sovratensioni, in modo da non danneggiare lo strumento in caso di errate manovre. Consistono in una coppia di diodi in antiparallelo che limitano il livello d'ingresso ad un valore pari alla loro soglia.

Millivoltmetro

Lo schema di partenza è un amplificatore non invertente realizzato con operazionale a rapporto di reiezione molto elevato. Lo si può considerare costituito da uno stadio d'ingresso, analogo a quello della fig. 4.3., seguito da uno stadio amplificatore a guadagno elevato ancora a struttura differenziale e da uno stadio finale single-ended, in modo che il guadagno di tensione risulti complessivamente di qualche decina di unità, sufficiente a raggiungere portate dell'ordine di alcuni mV.
È questo un limite a cui si è potuti giungere grazie a continui affinamenti sia nei componenti che nelle tecniche circuitali, rivolgendo una cura particolare soprattutto allo stadio d'ingresso, sul quale si fa maggiormente sentire e si ripercuote in quelli successivi l'influenza dei noti disturbi.
Tuttavia questi sforzi appaiono ingiustificati se si considera che attualmente, strumenti più semplici ed economici (voltmetri numerici a 3 cifre e 1/2) ottengono risultati migliori.

1.3. Voltmetri a chopper

Si è visto che il limite di sensibilità presentato dai voltmetri ad amplificatore è dovuto sostanzialmente:
– alla presenza di una tensione di offset [1] in ingresso;
– alle variazioni lente all'uscita quando l'ingresso è costante (deriva);
– alle variazioni delle correnti di fuga all'ingresso.
Un metodo molto importante per superare questo limite è quello utilizzato nei *voltmetri a chopper* e consiste nel trasformare il segnale da misurare da continuo ad alternativo, amplificarlo in un amplificatore per ac e quindi riportarlo in continua e misurarlo con comodità non essendovi più il problema del basso livello.
Il circuito fondamentale di questi voltmetri è l'*amplificatore a chopper*, che si identifica nell'amplificatore in dc dello schema generale di fig. 4.2.

Millivoltmetro

Lo schema a blocchi dell'amplificatore a chopper è quello riportato in fig. 4.4.
La tensione incognita, con funzione di segnale modulante, viene applicata all'ingresso di un *modulatore* (chopper) al quale perviene anche la portante (onda quadra) [2] proveniente dal *pilota*. L'onda modulata in uscita viene avviata all'*amplificatore ac* la cui frequenza di taglio inferiore deve essere tale da lasciar passare la frequenza di chopper ma non i disturbi al di sotto di questa (deriva compresa); la sua frequenza di taglio superiore (di qualche kHz) deve essere sufficientemente elevata da consentire una buona riproduzione dell'onda modulata (quadra) senza la quale diminuisce A_d (si veda in seguito).
L'amplificatore in ac è talvolta costituito da un amplificatore in dc simile a quello del millivoltmetro ad amplificatore, preceduto e seguito da un filtro passa-alto, oppure da un amplificatore in ac di

[1] Vedi Gasparini-Mirri, *op. cit.*, vol. II, p. 981.
[2] Viene scelta una frequenza compresa in genere tra 40 e 120 Hz, evitando accuratamente valori correlati con quella di rete (50 Hz o multipli interi) al fine di evitare fenomeni dannosi (battimenti che danno luogo ad instabilità dell'indice).

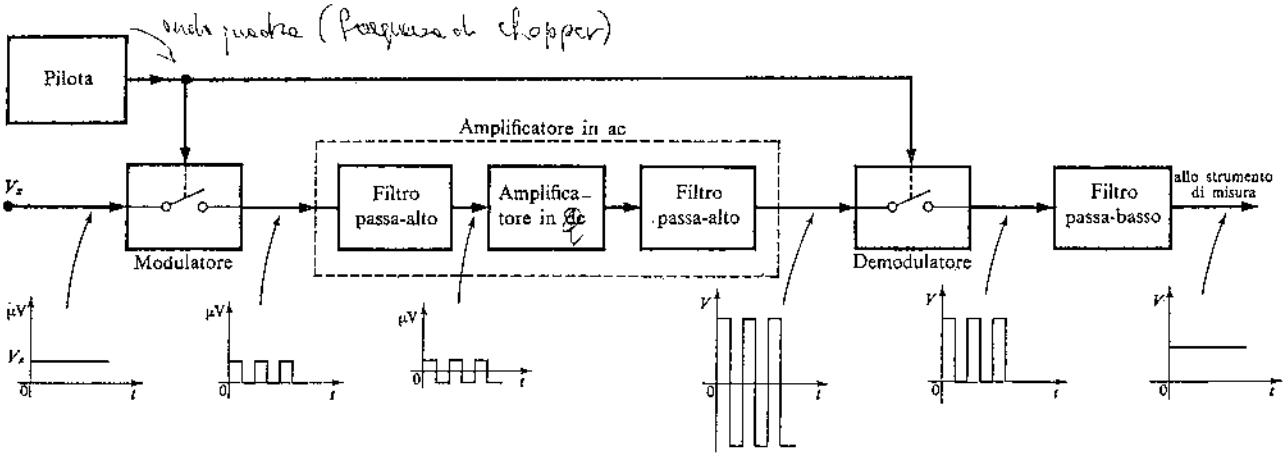


Figura 4.4 Voltmetro a chopper: schema a blocchi dell'amplificatore in continua.

tipo normale. Si passa poi ad un *demodulatore* (chopper) che provvede a ritrasformarla in continua. Poiché ora il livello del segnale è sufficientemente elevato rispetto a quello d'ingresso, può essere misurato per es. con un voltmetro ad amplificatore, dopo averne eliminate le componenti variabili con un *filtro passa-basso*.

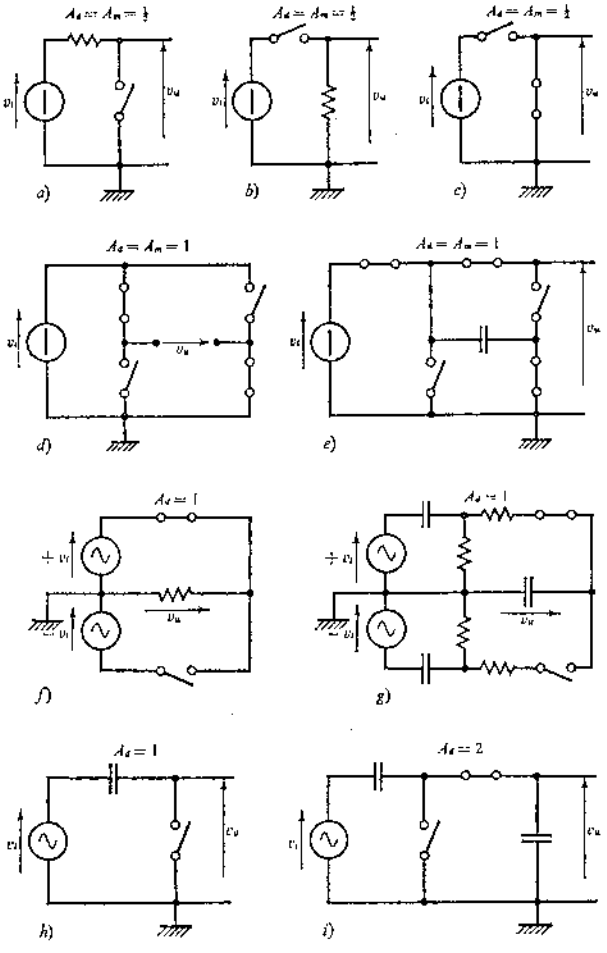
Modulatore e demodulatore sono comandati in sincronismo dall'onda quadra del pilota, in modo da mantenere in uscita anche l'informazione relativa alla polarità della tensione che si misura.

Se si chiama con A_m il rapporto tra l'ampiezza della tensione variabile in uscita e la continua in ingresso al modulatore, con A_d il rapporto tra la continua in uscita e l'ampiezza della tensione in ingresso al demodulatore, con A_{ac} il guadagno dell'amplificatore in ac, si può definire un guadagno complessivo dell'amplificatore a chopper:

$$A_c = A_m A_{ac} A_d .$$

Si comprende allora che, se si utilizzerà poi un voltmetro ad amplificatore, occorrerà portare al suo ingresso una tensione dell'ordine del centinaio di mV e quindi il valore di A_c viene a determinare la portata minima del voltmetro a chopper. Con un $A_c = 100$, si arriva quindi ad una portata minima attorno al mV, con possibilità di risoluzione di tensioni dell'ordine della decina di μV (*sensibilità*).

Non è però pensabile che solo aumentando A_c si possa scendere indefinitamente alla misura di livelli sempre più piccoli, in quanto, a questo punto, è soprattutto il *rumore* generato all'interno dell'amplificatore ac che, sovrapponendosi al segnale utile, pone un limite alla sensibilità del millivoltmetro a chopper, per cui la sua risoluzione risulta attorno al μV con precisione di qualche %.



MODULATORE	DEMODULATORE	GUADAGNO COMPLESSIVO (A_c)
a, *b*, *c*	*a*, *b*, *c* *d*, *e*, *f*, *g*, *h* *i*	$1/4\,A_{ac}$ $1/2\,A_{ac}$ A_{ac}
d, *e*	*a*, *b*, *c* *d*, *e*, *f*, *g*, *h* *i*	$1/2\,A_{ac}$ A_{ac} $2A_{ac}$

Figura 4.5. Schemi di principio di chopper: modulatori [*a*, *b*, *c*, *d*, *e*], demodulatori [*a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *h*, *i*]. La posizione degli interruttori è riferita alla situazione in un semiperiodo; nel successivo tutte le posizioni s'invertono.

Modulatori e demodulatori

Nella fig. 4.5. sono riportati gli schemi di principio di diversi modulatori e demodulatori. Alcuni di questi si prestano ad entrambe le funzioni, altri sono specifici. Nella tabella sono indicate chiaramente queste particolarità assieme ai guadagni complessivi cui possono dar luogo.

Gli schemi *a*), *b*) e *c*) sono rispettivamente quelli a commutazione parallelo, serie e serie-parallelo. In essi si ottiene un'onda quadra con una ampiezza e una componente continua entrambe di valore metà rispetto alla dc in ingresso: la modulante non viene quindi soppressa, ma appare all'uscita dimezzata.

Gli schemi *d*) e *e*) danno un'uscita con segnale privo di componente continua, ottenuto dall'inversione periodica del segnale d'ingresso, cosicché l'ampiezza ottenuta è uguale a quest'ultimo: la modulante è completamente soppressa. Questi due ultimi schemi differiscono tra di loro in quanto in *d*) il livello d'uscita è aggiornato in ogni semiperiodo e deve essere prelevato con uno stadio ad ingresso differenziale; in *e*) invece, il livello d'uscita è aggiornato in ogni periodo per l'inversione del condensatore ed è riferito a massa.

I demodulatori in *f*) e *g*) debbono essere pilotati in modo bilanciato: essi producono direttamente la continua invertendo l'onda quadra in ingresso, che quindi viene soppressa. In quelli in *h*) e *i*), il condensatore si carica ad un valore dc pari all'ampiezza dell'onda quadra nel primo semiperiodo: in *h*) la tensione in uscita risulta quindi pari a quella continua con sovrapposta l'onda quadra in ingresso che verrà poi eliminata nel filtro passa-basso, in *i*) invece, alla struttura precedente è aggiunta una parte

che provvede a raddoppiare la continua in uscita e a sopprimere la portante.
Gli interruttori che figurano negli schemi precedenti possono essere realizzati con componenti elettromeccanici ed elettronici.
Tra i primi, quelli di uso più comune sono relè pilotati magneticamente. Essi presentano il vantaggio di comportarsi come un corto circuito quando sono chiusi, come una resistenza infinita quando sono aperti, ma gli svantaggi derivanti dal tipo di pilotaggio che induce nel circuito un disturbo a frequenza di chopper: si hanno quindi in uscita un aumento di rumore, dei livelli di offset (di tensione e di corrente), rimbalzi dei contatti che causano altro rumore, ecc. Per applicazioni molto spinte si realizza un chopper (solo di modulazione) nella configurazione di fig. 4.5.*b*, ponendo al posto dell'interruttore un *condensatore vibrante*, nel quale una delle armature viene posta in oscillazione mediante pilotaggio elettromagnetico (1).
Tra i componenti elettronici, nelle prime realizzazioni sono stati utilizzati dispositivi fotoconduttori, pilotati da impulsi luminosi provenienti da lampadine al neon. Successivamente si è fatto largo uso di *transistori bipolari bidirezionali* (fig. 4.6.) anche per le buone caratteristiche di velocità di commutazione; essi però introducono, se usati singolarmente, un errore di offset che viene praticamente annullato utilizzando coppie integrate con le quali, oltre ad eliminare le tensioni di offset che si presentano in opposizione, viene ridotta al minimo l'influenza della temperatura.
Un altro componente molto interessante è il transistore a effetto di campo per la piccola tensione di offset che presenta e per la piccola potenza di pilotaggio richiesta.
Le caratteristiche generali di tutti questi dispositivi sono poste a confronto nella tabella seguente.

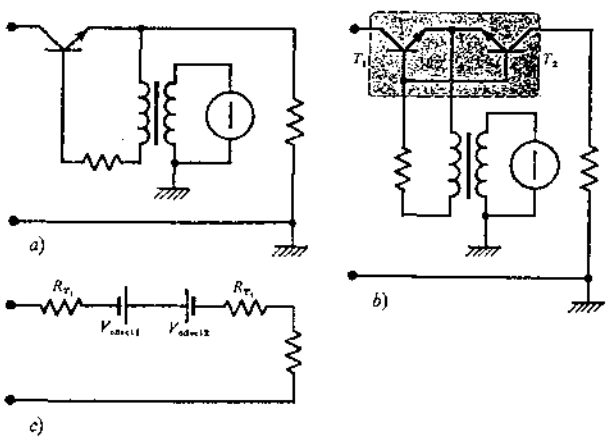


Figura 4.6. Il chopper di fig. 4.5.*b* realizzato: *a*) con transistore bipolare bidirezionale; *b*) con una coppia integrata; *c*) circuito equivalente dal chopper *b*) nello stato ON.

Tabella 4.1. *Dispositivi per chopper.*

	V_{offset} (μV)	I_{offset} (nA)	R_{on} (Ω)	R_{off} (MΩ)
Meccanici	1	0,1	0,1	1000
Fotoresistivi	1	0,01	10 k	1
Bidirezionali	1000	1	25	100
Integrati bidirezionali	100	10	50	100
FET	1	1	100	100

Da un punto di vista costruttivo i voltmetri a chopper nei quali modulatore e demodulatore fanno uso di dispositivi meccanici si differenziano da quelli che fanno uso di dispositivi elettronici.
Questi ultimi infatti, pur consentendo un funzionamento a frequenze più elevate e una durata teoricamente illimitata, introducono un errore per il fatto che in ON non presentano resistenze nulle e in OFF non sono resistenze infinite e quindi realizzano chopper con guadagni minori di quelli indicati in fig. 4.5. Ciò comporta un errore non costante e quindi non eliminabile con la taratura, ma che può essere invece minimizzato inserendo una reazione tra l'uscita e l'ingresso dell'intero strumento, come indicato nella fig. 4.7.

Microvoltmetro

Si è visto che i limiti di sensibilità del millivoltmetro sono dovuti essenzialmente al rumore dell'amplificatore in ac. Qualora vi sia la necessità di scendere a livelli di segnale più piccoli, può essere ottenuto un miglioramento rendendo selettivo sulla frequenza di chopper l'amplificatore ac (in alcuni casi la banda viene ridotta a 0,1 Hz). In tal modo si riduce la banda di rumore e quindi quest'ultimo (2).
Va ricordato che ora il segnale, dall'amplificatore ac in poi, ha forma sinusoidale (la fondamentale dell'onda quadra) ed inoltre in alcuni demodulatori la diversa forma del segnale porta ad una riduzione di A_d. La riduzione del guadagno è tuttavia un inconveniente marginale rispetto al vantaggio offerto dalla riduzione della banda.
Con questo metodo si possono raggiungere f.s. al disotto del μV che, in particolari condizioni, possono arrivare a qualche decina di nV.

(1) Poiché la costante di tempo del circuito è elevata, la tensione v_c ai capi del condensatore vibrante risulterà inversamente proporzionale ai valori che la capacità assume a causa delle vibrazioni. Di conseguenza la v_u in uscita al modulatore varrà $v_i - v_c$.

(2) Vedi Gasparini-Mirri, *op. cit.*, vol. II, pp. 796 e segg.

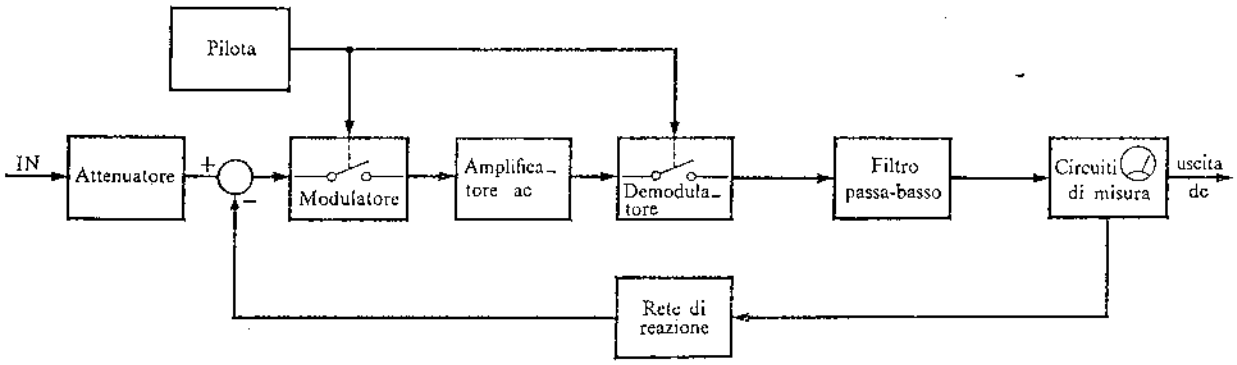


Figura 4.7. Voltmetro a chopper: schema a blocchi generale.

Va infatti tenuto presente che, nella misura di tensioni così piccole, anche effetti perturbanti fin qui considerati trascurabili, ora non lo sono più: si tratta del rumore prodotto per *effetto Johnson* dalla resistenza della sorgente che stabilisce il limite ultimo della risoluzione dei microvoltmetri, le forze elettromotrici termoelettriche, le tensioni indotte per via magnetica ed elettrostatica, i disturbi introdotti attraverso i collegamenti delle masse.

Resistenza della sorgente

Poiché genera una f.e.m. di rumore il cui valore efficace è proporzionale ad $R^{\frac{1}{2}}$, il suo valore viene di fatto ad imporre la sensibilità dello strumento: non ha infatti molto senso, qualora la resistenza della sorgente generi un rumore di 200 nV, pretendere di effettuare misure con risoluzione inferiore a questo livello.
Esistono strumenti che sono adatti a misure con grande sensibilità su resistenze di sorgente molto piccole, altri che, con minore sensibilità, hanno però prestazioni migliori con resistenze della sorgente più elevate (fig. 4.8.).
Mentre questo limite di funzionamento nasce nel rapporto tra lo strumento ed il circuito di misura,

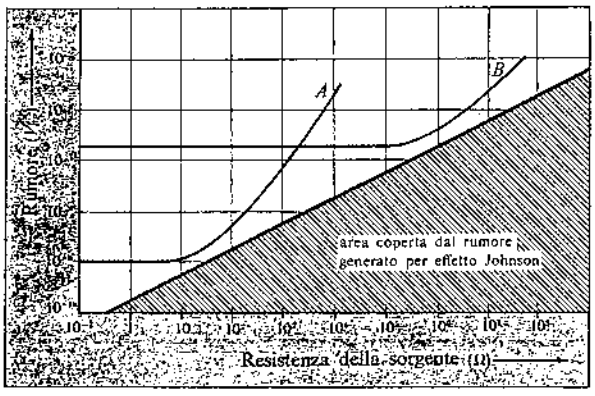


Figura 4.8. Confronto tra campi di misura di due voltmetri a chopper in funzione della resistenza della sorgente.

tutti i seguenti riguardano accorgimenti costruttivi dello strumento.

F.e.m. termoelettriche

Sono generate dal gradiente termico tra due giunzioni di metalli diversi e possono assumere, se non vengono presi provvedimenti, valori (dell'ordine dei μV) più elevati dei segnali che si vogliono misurare.
Il valore di queste f.e.m. dipende dalla coppia di metalli ed è proporzionale alla differenza di temperatura tra le giunzioni. Per es. giunzioni di Cu-Ag danno luogo a 0,3 μV/°C, Cu-Si 420 μV/°C, Cu-Sn 3 μV/°C.
Se i due metalli sono uguali, l'effetto è ridotto, però nel caso del rame, è sufficiente che sia ottenuto da processi diversi per dare 0,2 μV/°C. Una notevole riduzione (inferiore ai 10 nV/°C) si ottiene utilizzando conduttori di rame puro ed evitando saldature, collegandoli meccanicamente e serrandoli a fondo.
Il problema poi di ridurre il gradiente di temperatura si risolve tenendo tutte le giunzioni molto vicine e a contatto termico con un dissipatore, salvaguardando l'isolamento elettrico tramite interposizione di mica o ceramica. Si noti infine che, mentre le f.e.m. termoelettriche statiche possono essere eliminate con apposita regolazione di zero, quelle variabili vengono minimizzate, mantenendo costante la temperatura ambiente.

Tensioni indotte

Il disturbo introdotto da campi elettrostatici viene facilmente eliminato con semplici schermi. Più complessi sono invece i problemi che nascono nella circuiteria a bassa resistenza connessa alle misure nel campo dei μV: linee di campo magnetico possono facilmente indurre in un conduttore f.e.m. dello stesso ordine di grandezza. Particolarmente sensibili risultano i disturbi indotti dalla rete che vengono minimizzati utilizzando opportuni schermi magnetici, intrecciando i conduttori di accesso al circuito di misura e studiando una disposizione del circuito in modo che racchiuda un'area minima.

1.4. Voltmetro differenziale

È uno strumento nel quale la misura si realizza con un metodo di tipo potenziometrico: si pone la tensione incognita a confronto con quella in uscita ad un potenziometro a grande risoluzione alimentato da una tensione di riferimento ad elevatissima stabilità e nota con grande precisione, verificandone poi l'uguaglianza su di un rivelatore di zero (fig. 4.9.). In questo modo si ottengono precisioni notevolissime ($\pm 0{,}0025\%$) anche utilizzando strumenti rivelatori di scarsa precisione ($2 \div 3\%$) ma di elevata risoluzione, quali i voltmetri a chopper. Infatti, come in tutti i metodi di zero, la precisione della misura dipende quasi esclusivamente da quella degli elementi campioni (tensione di riferimento e potenziometro). I tempi di misura sono lunghi: vengono abbreviati non portando a zero il rivelatore, ma apprezzando il residuo sulla sua scala (tarata). La scarsa precisione del rivelatore agisce su una parte minima dell'incognita e quindi degrada assai poco quella globale.
Mentre i voltmetri elettronici convenzionali presentano una resistenza d'ingresso (tipicamente 10 MΩ) che, nel caso in cui la resistenza della sorgente sia molto elevata, può dar luogo ad un errore di consumo non trascurabile, l'effetto di carico dei voltmetri differenziali è nullo a causa della loro disposizione circuitale: infatti allo zero la corrente assorbita dal circuito di misura è nulla e quindi la resistenza d'ingresso che esso presenta è infinita.

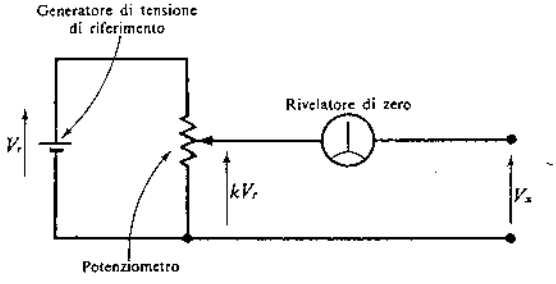


Figura 4.9. Voltmetro differenziale: schema semplificato del metodo potenziometrico su cui è basato il suo principio di funzionamento. Allo zero è $V_x = kV_r$.

È lo strumento più indicato per:
– tenere sotto controllo ed anche misurare piccolissime variazioni (fino a 1 μV) di tensione della sorgente incognita (derive o altre cause) con tempi di risposta dell'ordine di 1 s (tempo di risposta dello strumento a bobina mobile) o minori se vi è la possibilità di uscire su di un registratore;
– tarare campioni secondari di tensione.

Realizzazione pratica

Generatore di tensione di riferimento

Il criterio seguito nella realizzazione di questi generatori è quello di utilizzare delle sorgenti prestabilizzate (simili in tutto e per tutto ad un alimentatore di ottima stabilità) per alimentare circuiti in cui sono inseriti *diodi zener* di riferimento. Si tratta di componenti particolarmente curati per presentare ai loro capi una tensione con coefficiente di temperatura estremamente piccolo ($10^{-3}\%/°C$) ottenuti racchiudendo nello stesso contenitore due diodi:
– uno normale ed uno zener contrapposti con coefficienti di temperatura uguali ed opposti, oppure
– due diodi zener in serie con coefficienti di temperatura uguali ed opposti.
Queste buone prestazioni nei confronti delle variazioni di temperatura sono ottenute a scapito della resistenza dinamica equivalente del componente che ora è uguale alla somma di quella dei singoli diodi: *ciò però non provoca alcun inconveniente a patto di chiudere il circuito su di un carico costante.*
Risultati migliori di circa un ordine di grandezza si ottengono inserendo tutto il circuito dello zener in una camera termostatata: si realizzano così *campioni secondari di tensione* le cui specifiche di precisione per 30 giorni possono valere $\pm 0{,}002\%$ del valore imposto (fig. 4.10.).
Con questa tecnica i risultati migliori si ottengono per tensioni in uscita comprese tra $(6 \div 12)$ V. Quando siano necessarie tensioni di riferimento più elevate (fino ai 1000 V), questa tensione viene generata e poi si provvede a stabilizzarla utilizzando come elemento di riferimento un generatore come quello descritto precedentemente. Naturalmente la stabilità della tensione ottenuta risulterà minore.

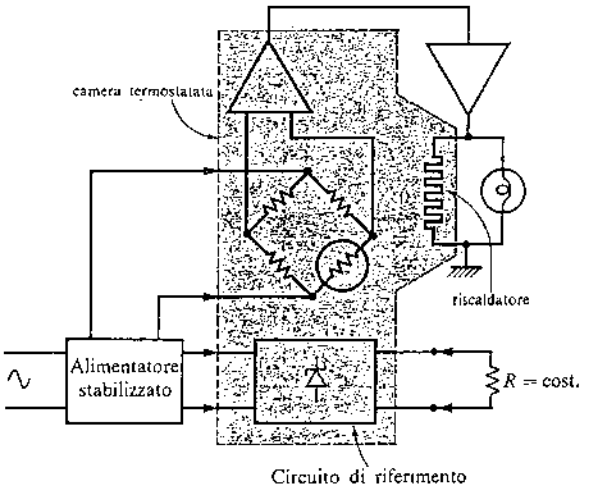


Figura 4.10. Generatore di tensione di riferimento: una diminuzione di temperatura nella *camera termostatata* determina lo sbilanciamento del ponte e quindi l'intervento del riscaldatore.

Potenziometro

In questo strumento è usato normalmente un *potenziometro di Kelvin-Varley* (fig. 4.11.), che presenta, tra gli altri, il notevole vantaggio di risultare, per il generatore di tensione di riferimento, un carico costante.

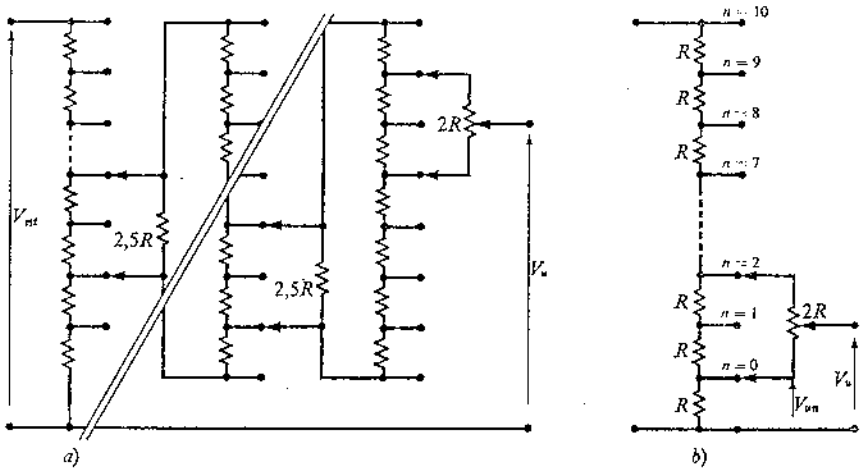


Figura 4.11. Potenziometro di Kelvin-Valery: *a*) schema completo; *b*) sezione elementare.

È costituito da una serie di 11 resistori di uguale valore R ai cui punti di collegamento si accede tramite i contatti di un commutatore a due spazzole striscianti che connettono due dei resistori R ad un secondo circuito, formato da un resistore di valore $2{,}5R$ con in parallelo un'altra serie di 11 resistori di valore R come quella vista precedentemente. Il circuito può continuare con queste stesse modalità fino a terminare con un potenziometro variabile finemente di valore $2R$.

Naturalmente R, $2R$ e $2{,}5R$ sono resistori di grande stabilità e precisione.

Dalla fig. 4.11.*b* si vede chiaramente che, quando alla serie principale di valore $11R$ venga connesso il circuito secondario di valore $2R$, la resistenza presentata dal circuito tra i morsetti di ingresso risulta pari a $10R$. Il commutatore può fermarsi in 10 posizioni diverse, ad ognuna delle quali corrisponde un valore del rapporto di partizione $n/10$ e, tenuto poi conto del rapporto di partizione α del potenziometro d'uscita $2R$, si perviene infine ad un rapporto totale di partizione

$$V_u/V_i = \frac{n}{10} + \frac{\alpha}{10},$$

dove n è il numero d'ordine della posizione racchiusa tra i due contatti mobili (1 in figura) ed α può variare tra 0 e 1.

Ogni gruppo di $11R$ costituisce una decade; l'ultima decade, quella associata alla cifra meno significativa è, come si è detto, il potenziometro di valore $2R$.

Dalla fig. 4.11.*a* si nota che, per accoppiare tra di loro una decade a scatti e all'altra in modo da mantenere costante il valore di resistenza d'ingresso, è necessario che la prima sia sempre chiusa su di una resistenza di valore equivalente $2R$, e quindi è sufficiente inserire in parallelo alla seconda il resistore di valore $2{,}5R$.

Naturalmente non si può pensare di poter aumentare all'infinito il numero di decadi (al massimo $4 \div 5$), in quanto, oltre un certo limite, le f.e.m. dei contatti (che sono percorsi da corrente) diventano paragonabili alle tensioni che interessano le ultime decadi.

Rivelatore di zero

Si tratta di un microvoltmetro a chopper appositamente realizzato con scala a zero centrale, la cui elevata impedenza d'ingresso fa sì che il generatore di tensione di riferimento veda il potenziometro sempre con la sua resistenza di $10R$ anche quando non si sia allo zero.

Alte portate

Dalla descrizione precedente si comprende come si possano ottenere facilmente portate fino al valore della tensione di riferimento che, per ottenere i migliori risultati, si è visto che non deve superare i $(10 \div 12)$ V. D'altro canto si trovano in commercio apparecchiature con il campo di misura compreso tra 0 e 1100 V. In esse, per realizzare le alte portate, l'indirizzo costruttivo è duplice e, in ogni caso, è il risultato di un compromesso:

– si attenua in ingresso la tensione incognita prima di applicarla al circuito di misura; in tal modo è preservata la precisione e la stabilità della tensione di riferimento di basso valore, ma la presenza di un attenuatore in ingresso porta a valori della resistenza d'ingresso relativamente poco elevati (ricorrendo ad amplificatori con l'attenuatore inserito nella rete di una retroazione di tensione): « solo » 100 MΩ costante in tutte le portate, ed anche fuori zero;

– si realizzano tensioni di riferimento di valore coincidente all'estremità superiore del campo di funzionamento e quindi meno precise e stabili, ma conservando in tutte le portate, alla condizione di zero, la resistenza di ingresso infinita.

Precisione

La precisione che si può raggiungere con questo strumento è notevole, ma richiede un tempo molto ele-

vato per effettuare la ricerca dello zero e un operatore qualificato: fra l'altro è limitato fortemente dalla necessità che la tensione resti costante per tutto il tempo della misura.
Per facilitare il procedimento di misura ed abbreviarne la durata, il costruttore prevede la possibilità di utilizzare direttamente il voltmetro a chopper per una misura rapida anche se non troppo precisa (3%): successivamente si impone il valore rilevato sul potenziometro e qualora si voglia una precisione molto spinta resta soltanto da affinare lo zero; in caso contrario è sufficiente leggere il residuo sul quadrante dello strumento indicatore, ottenendo così una precisione ancora molto buona (qualche parte su 10^4), ma con elevata velocità di misura. Va infatti ricordato che l'errore del 3% influisce soltanto sul residuo, mentre la parte maggiore dell'incognita mantiene la precisione del metodo potenziometrico.

Esempio. Si voglia misurare una tensione di 335 V (valore vero). Utilizzando in modo diretto lo strumento, si leggono 327 V (che differisce da 335 V di meno del 3%).
Si impongono sul potenziometro le cifre 3, 2, 7 che quindi saranno note con la precisione, per es. di $1/10^5$, mentre i rimanenti 8 V, letti sul quadrante, saranno affetti da un errore del 3%.
Complessivamente:

$$\varepsilon\% = \frac{10^{-5} \cdot 327 + 0{,}03 \cdot 8}{335} 100 = 0{,}07\%.$$

1.5. Voltmetri elettrometrici

Appartengono alla famiglia dei *voltmetri a chopper*, realizzati con tecnologia molto spinta, particolarmente indicati quando, a causa dell'alta resistenza della sorgente, tutti gli altri strumenti visti risultano inadeguati. La loro resistenza d'ingresso, infatti, può essere maggiore di $10^{16}\ \Omega$ con correnti di offset minori di 10^{-17} A.
Ma, oltre che in questi casi particolari, possono essere utilizzati nelle normali misure con risultati pari, se non migliori, di quelli dei voltmetri normali.
In tal modo si rendono possibili misure con resistenze della sorgente dell'ordine di $10^{12}\ \Omega$ mantenendo portate sulle decine di μV e risoluzioni di qualche μV.
Naturalmente si tratta di misure che richiedono tutte le notevoli accortezze di quando si lavora con livelli elevati di resistenza, in quanto occorre minimizzare le cause di disturbo di cui già si è detto (pag. 188). Inoltre, per quanto riguarda l'isolamento dell'ingresso, i comuni materiali isolanti (*resine fenoliche, gomma* ...), danno luogo a resistenze non superiori ai $10^9\ \Omega$ e non possono più essere utilizzati in circuiti con resistenze di $10^8\ \Omega$ o maggiori: si utilizzano allora il quarzo, il teflon, il polistirene, il polietilene ... ciascuno dei quali offre particolari vantaggi. Ai limiti superiori di resistenza, oltre i $10^{14}\ \Omega$, il materiale isolante migliore è lo *zaffiro*.
La grande resistenza d'ingresso è ottenuta utilizzando come modulatore, elemento d'ingresso dell'amplificatore dc (fig. 4.2.), uno dei seguenti dispositivi:
– un *tubo elettrometrico*, che ha bassissimo rumore di bassa frequenza, anche se non grande stabilità a lungo termine: si tratta di un tubo a vuoto, nel quale tutti gli sforzi sono stati posti a minimizzare la corrente di griglia (piccole alimentazioni, vuoto spinto, ampolla di quarzo), in modo da poter usare resistenze tra griglia e massa molto elevate;
– un *MOSFET*, componente un poco delicato, ma che, se utilizzato con circuiti di protezione, offre prestazioni molto buone di stabilità a lungo termine e piccola corrente di offset;
– un *condensatore vibrante*, racchiuso in un'ampolla di vetro, che dà luogo alle massime resistenze ottenibili ed alla maggior sensibilità.
A questo strumento, quando viene utilizzato per misure con resistenze di sorgente non molto elevate, cioè per un uso normale, viene poi ridotta la resistenza d'ingresso, ponendole in parallelo un resistore da 100 MΩ. In tal modo si eliminano tutte le cause di disturbo di cui si è detto e che possono provocare letture spurie, quando l'ingresso è aperto.

1.6. Conclusione

Si sono descritti un notevole numero di voltmetri per dc con caratteristiche e prestazioni molto diverse tra loro. Per tentare un confronto tra queste e per dare un indirizzo a chi dovesse compiere una scelta, si riportano le loro caratteristiche in un diagramma (fig. 4.12.) e nella tab. 4.3. anche in confronto con i voltmetri numerici.

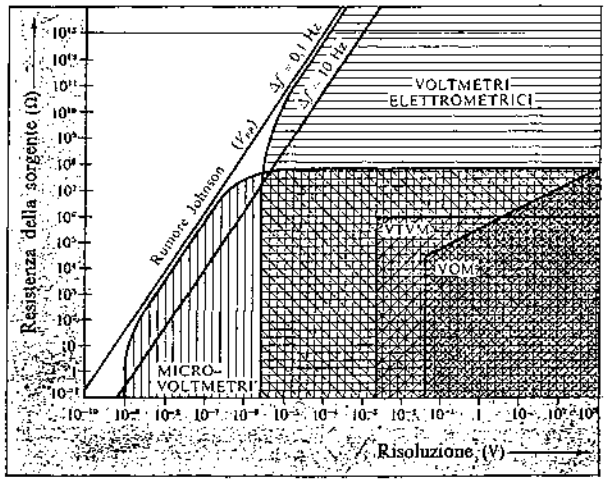


Figura 4.12. Prestazioni dei vari tipi di voltmetri elettronici analogici a confronto.

2. Voltmetri numerici per dc

2.1. Generalità

I voltmetri numerici (DVM) sono strumenti relativamente recenti che hanno tratto particolari vantaggi dal grande progresso registrato nella tecnologia dei circuiti integrati digitali per ciò che riguarda dimensioni, affidabilità, costo, ed in breve tempo hanno raggiunto una grande diffusione anche e soprattutto perché presentano un insieme di caratteristiche positive altrimenti non riscontrabili contemporaneamente in altri strumenti misuratori di tensioni dc.
È quindi prevedibile che nel prossimo futuro verranno a sostituire quasi completamente i voltmetri analogici, tranne che per alcune misure speciali (grandissima sensibilità e precisione).
Le ragioni di questo interesse sono principalmente:
– la *presentazione automatica* in forma numerica del risultato, completo di polarità, virgola e unità di misura che, a differenza della deflessione di un indice su di una scala, non richiede alcuno sforzo di apprezzamento da parte dell'operatore e ne riduce la possibilità di errore;
– la *velocità di misura* dello strumento;
– le *buone prestazioni generali* in rapporto al costo;
– la *programmabilità*, cioè la possibilità di far parte di sistemi di misura automatici.

Prestazioni generali [1]

Portate

Le portate minime più frequenti nei DVM di pregio sono 1 V o al massimo 100 mV: ciò potrebbe far pensare ad una scarsa sensibilità. Se però si tiene conto che si può disporre nel display di 5 o 6 cifre [2], si comprende che l'ordine di grandezza della sensibilità è il μV.
Negli strumenti di minor pregio che fanno uso di un numero minore di cifre, si possono raggiungere sensibilità dell'ordine dei 10 μV con portate di 100 mV o 10 mV per le quali è però necessario ricorrere ad amplificazioni in dc in ingresso che degradano la precisione delle misure.

Precisione

La precisione di un DVM è sempre in relazione alla sua risoluzione, ovvero al numero di cifre del suo display. Non si può quindi pretendere che uno strumento a 3 cifre abbia una precisione migliore dello $\pm 0{,}1\,\%$, perché la sua risoluzione ha quel valore.
In ogni caso quella citata è una precisione molto scadente per un DVM. Esistono strumenti di maggior pregio che, in particolari condizioni ambientali ed entro periodi di tempo specificati, garantiscono precisioni del $\pm$(0,002 % della lettura + 0,001 % della portata).

Velocità di lettura

Dipende in gran parte dal tempo richiesto per porre in forma numerica il risultato della misura. Vi sono circuiterie che impiegano 1 ms o anche meno; in tal modo sono possibili 1000 letture/s, almeno teoricamente. Nella realtà esistono dei fattori limitanti, come le capacità di ingresso (parassite o dell'eventuale filtro) che, soprattutto quando la misura sia a partire da una sorgente ad elevata resistenza, rendono inutili elevate velocità di lettura a livello di 100 al secondo o anche meno. D'altro canto questa prestazione è importante qualora il DVM sia inserito in un sistema automatico, perché altrimenti la velocità è sempre comunque al di sopra delle possibilità visive dell'operatore umano.

Reiezione del rumore

Quando il rumore si presenti di *modo normale*, ovvero avviato allo strumento assieme alla tensione incognita, la reiezione può realizzarsi con filtri e con l'integrazione; quando invece il rumore sia di *modo comune*, sono necessarie guardie e disposizioni differenziali (§ 2.6.).

2.2. Struttura e principi di funzionamento

L'obiettivo che si realizza in un DVM è di convertire una tensione continua incognita in un segnale digitale che contiene un'informazione atta a risalire al valore, al segno e all'unità di misura dell'incognita, con una rappresentazione su di un display numerico.
Ciò si ottiene con lo schema a blocchi riportato nella fig. 4.13.

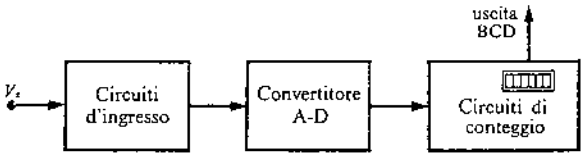


Figura 4.13. Schema a blocchi di DVM.

[1] La definizione di tutte le grandezze caratteristiche del DVM sono riportate a pag. 228.
[2] In realtà tutti i DVM consentono un fuori-portata (*overrange*) che talvolta arriva fino al 100 %: la prima (la più significativa) cifra del display può essere solo 0 o 1 e quindi è considerata 1/2 cifra. Si parla così di strumento a $3\frac{1}{2}$, $4\frac{1}{2}$... cifre.

Tabella 4.2. *Caratteristiche dei convertitori A-D.*

	Misure/s	Eliminazione del rumore	Tipi
Convertitori che NON integrano	fino a 1000	solo se utilizzano filtri	a rampa lineare a gradinata altri metodi: potenziometrico; a successive approssimazioni; a ricircolazione
Convertitori che integrano	15 ÷ 50	buona reiezione del rumore di rete	a conversione di frequenza a integrazione interpolata potenziometrico ad integrazione doppia rampa

I *circuiti d'ingresso* hanno lo scopo di realizzare:
– un'elevata resistenza d'ingresso;
– le portate dello strumento in modo da adattare il livello del segnale al campo dinamico del convertitore A-D.
Per questa ragione sono costituiti da attenuatori, un convertitore d'impedenza, un eventuale amplificatore in dc.
Il *convertitore A-D* ha lo scopo di convertire la tensione analogica in ingresso in un numero binario proporzionale al suo valore. L'aspetto principale di funzionamento che un convertitore A-D deve possedere è una caratteristica di trasferimento il più possibile lineare.
È uno stadio che presenta l'estremo superiore del campo dinamico pari a 1 V o 10 V, al quale corrisponde un'uscita massima tale da mandare a fondo scala lo strumento (display tutto scritto).
Ve ne sono di diversi tipi che differiscono per la rapidità di funzionamento, per l'attitudine a ridurre l'influenza del rumore nella misura, ecc.: una classificazione possibile è quella tra strumenti con convertitori che non integrano e che integrano (Tab. 4.2.).
I *circuiti di conteggio* ricevono l'uscita del convertitore A-D, hanno una struttura dipendente dal tipo di funzionamento del convertitore e provvedono ad inviare al display tutte le informazioni necessarie alla presentazione del risultato.
Nei paragrafi seguenti verranno presi in esame dettagliatamente i vari tipi di convertitori A-D e le loro prestazioni messe a confronto. Per ognuno di essi si indicheranno i circuiti necessari per il conteggio senza peraltro soffermarsi molto, dato che l'argomento è trattato diffusamente a pag. 233.

2.3. Circuiti d'ingresso

Dopo quanto si è detto nel paragrafo precedente sulla loro funzione, resta soltanto da puntualizzare il fatto che, per portate elevate (superiori al campo dinamico del convertitore A-D), la tensione incognita va attenuata, mentre per portate inferiori va amplificata, per sfruttare appieno le possibilità di risoluzione dello strumento.
L'attenuatore di ingresso viene realizzato in modo che, in qualunque portata in cui esso intervenga attivamente, la *resistenza d'ingresso* dello strumento risulti tipicamente 10 MΩ. Quando invece viene escluso (portate piccole), la resistenza d'ingresso dello strumento diviene quella del convertitore d'impedenza che è in genere molto più elevata (10^{10} Ω). Ciò potrebbe sembrare cosa di poco conto, perché già 10 MΩ è una resistenza piuttosto elevata: tuttavia, se si pensa che misurando una tensione da una sorgente che ha una resistenza interna anche solo di 100 kΩ si compie un errore di consumo dell'1 %, e che i DVM più scadenti garantiscono già una precisione di qualche ‰, ci si rende conto dell'importanza di mantenere resistenze d'ingresso di elevato valore.
Nella fig. 4.14. è riportato lo schema circuitale dei circuiti d'ingresso di uno strumento che utilizza un convertitore A-D con campo dinamico 0-10 V e che possiede le portate 0,1, 1, 10, 100, 1000 V. Si vede che nelle prime tre portate la tensione incognita viene avviata direttamente in ingresso all'amplificatore A_2 la cui resistenza d'ingresso, teoricamente infinita, coincide quindi con quella dello strumento. L'amplificatore A_2 poi introduce un gua-

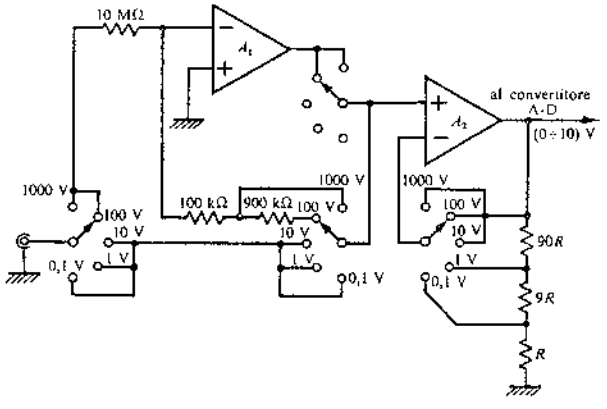


Figura 4.14. Schema semplificato dei circuiti di ingresso di un DVM.

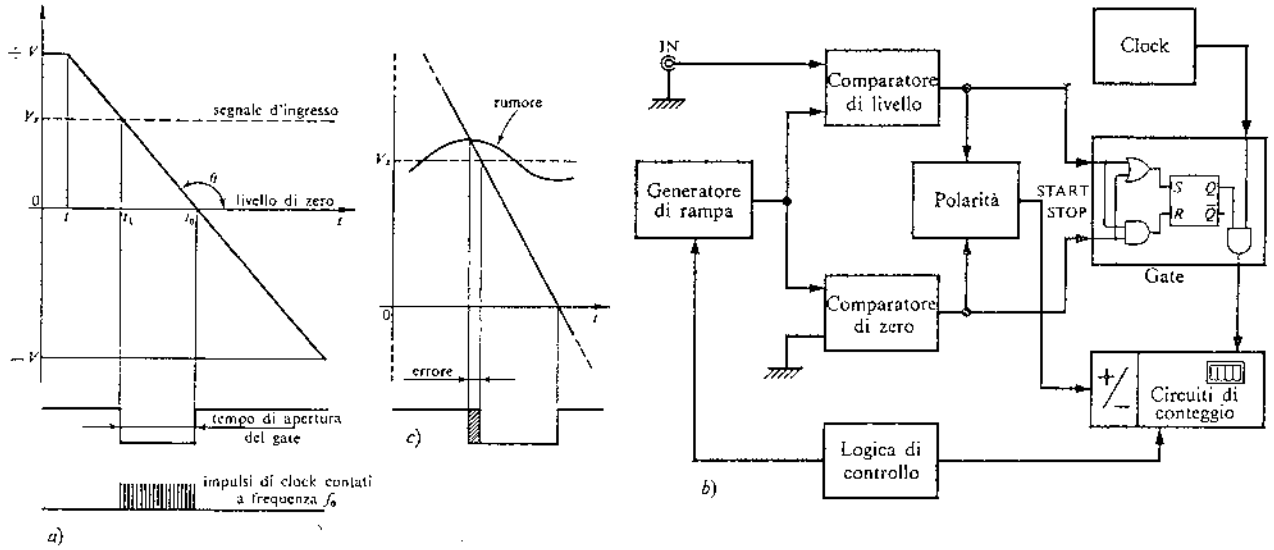


Figura 4.15. Convertitore A-D a rampa lineare: *a*) principio di funzionamento; *b*) schema a blocchi; *c*) errore di apertura del gate a causa del rumore.

dagno di 100, 10, 1 rispettivamente per le portate 0,1 V, 1 V, 10 V nelle quali agisce contemporaneamente da convertitore d'impedenza e da amplificatore dc.

Nelle portate più elevate l'amplificatore A_2 viene posto nella condizione di guadagnare 1 mentre viene inserito sulla via dell'incognita l'amplificatore A_1 che funge da attenuatore, in quanto il suo guadagno vale 1 MΩ/10 MΩ = 0,1 nella portata 100 V, e 100 kΩ/10 MΩ = 0,01 nella portata 1000 V. Appare chiaro inoltre che in queste due ultime portate lo strumento presenta una resistenza d'ingresso di 10 MΩ (1).

2.4. Convertitori A-D che non integrano

A rampa lineare

Sono detti anche *a conversione tensione-tempo*, in quanto viene individuato e misurato un intervallo di tempo proporzionale alla tensione incognita.

Il principio di funzionamento può essere compreso osservando il diagramma della fig. 4.15.*a*: viene generata una rampa lineare che passa da $+V$ a $-V$ con inclinazione costante (V è il valore corrispondente al fondo scala) che incontra sia il livello dell'incognita V_x che il livello di zero. In tal modo l'intervallo di tempo intercettato è proporzionale a V_x: considerando infatti che la rampa è ottenuta integrando una tensione di riferimento V_R con costante d'integrazione RC, la sua inclinazione varrà V_R/RC e quindi appare chiaro che

$$|t_1 - t_0| = \frac{V_x}{\operatorname{tg}\theta} = \frac{RC}{V_R} V_x \,. \tag{4.1.}$$

Ovviamente si ottiene la lettura diretta facendo in modo che RC/V_R sia una potenza di 10.

Questo procedimento viene realizzato con un circuito il cui schema a blocchi è riportato nella fig. 4.15.*b*. All'inizio della misura la tensione di rampa viene applicata contemporaneamente all'ingresso di due comparatori, al secondo ingresso dei quali vi sono rispettivamente la incognita e lo zero. Le uscite dei due comparatori comandano l'apertura e la chiusura del gate di conteggio (start all'istante t_1 e stop all'istante t_0 se V_x è > 0, come appare in fig. 4.15.*a*, viceversa se è < 0) (2).

L'ordine con cui si susseguono questi due impulsi viene rilevato dal blocco *polarità* (flip-flop *S-R*) che provvede a darne indicazione sul display.

Precisione

Questo convertitore è molto semplice, anche se non altrettanto preciso: è infatti particolarmente sensibile a disturbi alternativi sovrapposti al segnale d'ingres-

(1) Si potrebbe pensare di avviare direttamente l'incognita in ingresso all'amplificatore A_2 anche nelle portate superiori, modificando il guadagno perché risulti 0,1 e 0,01 e mantenendo così una resistenza d'ingresso costante in tutte le portate e praticamente ∞. Una soluzione di questo tipo è realizzabile teoricamente ma non praticamente per la impossibilità di avviare direttamente all'ingresso di un amplificatore tensioni superiori a qualche decina di Volt.

(2) Il funzionamento è identico qualunque sia il segno di V_x, perché gli impulsi dei comparatori giungono contemporaneamente agli ingressi dell'OR e dell'AND. Nel caso illustrato in figura, all'istante t_1 l'impulso proveniente dal comparatore di livello, tramite l'OR, pone in set il FF, che apre il gate di conteggio agli impulsi di clock. All'istante t_0, l'impulso del comparatore di zero, attraverso l'AND, porta in reset il FF, che provvede a far interrompere il conteggio.

so (fig. 4.15.*c*) che introducono un errore nella durata dell'intervallo di tempo $|t_1 - t_0|$.
Se si dividono inoltre ambo i membri della (4.1.) per f_0 (frequenza generata dall'oscillatore clock), è

$$n = \frac{RC}{V_R f_0} V_x$$

(dove n è il numero che appare sul display) da cui si vede che la costante di proporzionalità dipende dalla stabilità della V_R, della f_0 e da quella della costante di tempo RC. Particolarmente la stabilità del valore di C è causa della scarsa precisione raggiungibile, per cui non si possono realizzare risoluzioni corrispondenti ad un numero di cifre superiore a $3\frac{1}{2}$.
Per ovviare all'errore dovuto alla instabilità della f_0 è stata elaborata una modifica di questo convertitore che verrà presa in esame qui di seguito.

A gradinata

Lo schema a blocchi semplificato è riportato nella fig. 4.16.*a*. In esso un oscillatore (*clock*) provvede ad inviare impulsi ad un contatore e questi, tramite la sua uscita binaria, pilota un *convertitore D-A* che genera una rampa a gradinata: dal livello zero, ad ogni impulso cresce un gradino, fino al livello $+V$ corrispondente al limite del campo dinamico d'ingresso.
La tensione incognita V_x e la rampa a gradinata sono avviate all'ingresso di un comparatore che provvede a chiudere il gate di conteggio quando la gradinata ha raggiunto il livello V_x.
Naturalmente, il procedimento descritto si riferisce al caso di V_x positiva: qualora non lo sia, viene interposto un amplificatore con guadagno -1 che riporta il funzionamento a quello del caso precedente.
Nella fig. 4.16.*b* è rappresentato il diagramma del funzionamento in modo da mettere in rilievo i vantaggi rispetto al convertitore a rampa lineare. Infatti, se la misura avvenisse con rampa lineare e frequenza f_0 stabile, il conteggio darebbe 17 impulsi. In effetti, se si considera invece una frequenza f_0 affetta dalla instabilità indicata, il conteggio darà solo 14 impulsi. Nelle stesse condizioni di instabilità, ma con il convertitore a gradinata, il conteggio risulta invece privo di errore (17 impulsi), anche se è aumentato il tempo di misura.
La sensibilità e la risoluzione di questa tecnica sono limitate dalla capacità del convertitore D-A a fare gradini piccoli. Per es., per tre cifre occorrono 1000 gradini e quindi, se la portata minima è di 100 mV, ogni gradino risulta di 100 μV. Altro limite è rappresentato dalla frequenza di funzionamento dello stesso convertitore.
Gli strumenti realizzati sono a 3 cifre, con non più di 2 misure al secondo.

Altri metodi

Potenziometrico

È uno dei primi tipi realizzati nell'intento di rendere automatico il metodo potenziometrico.
Ve ne sono più versioni: una è meccanica con servomotore (fig. 4.17.) e in essa l'incognita viene confrontata con una parte di una tensione di riferimento. Un motore provvede a far ruotare l'albero del cursore di un potenziometro lineare circolare multigiri. Alla coincidenza (tensione differenziale nulla all'ingresso dell'amplificatore) il motore, non più eccitato, si arresta: su di un contatore meccanico appare direttamente, in dipendenza dalla posizione dell'albero (e dai giri compiuti) il valore della tensione V_x.
Un'altra versione più recente è realizzata con *potenziometro di Kelvin-Varley*, con contatti sostituiti da relè e con un rivelatore che deve solamente apprezzare il segno del residuo.

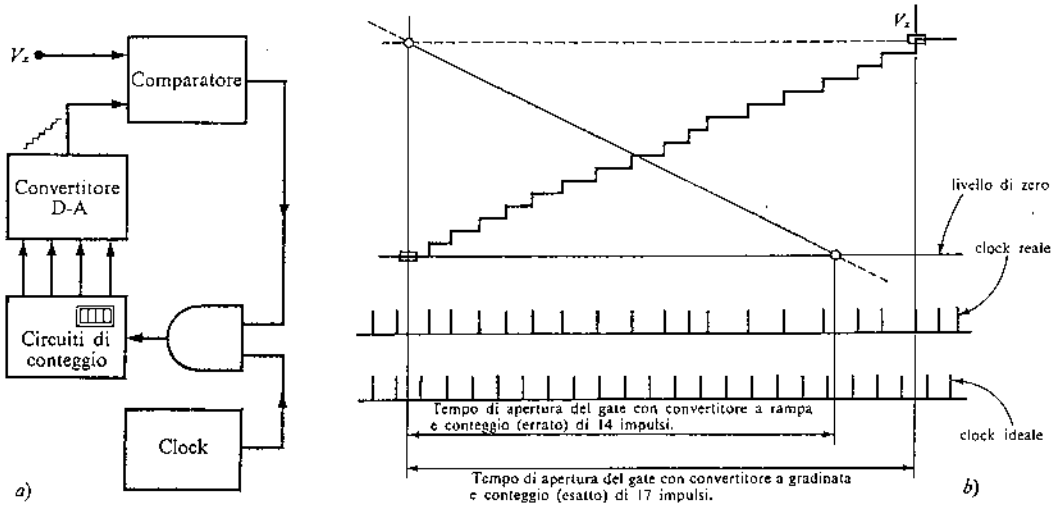


Figura 4.16. Convertitore A-D a gradinata: *a*) schema a blocchi; *b*) diagramma del funzionamento.

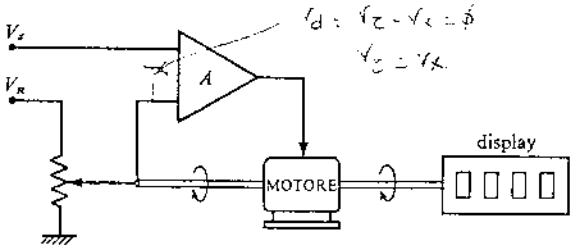


Figura 4.17. Convertitore A-D potenziometrico.

Inizialmente il potenziometro è pronto nella posizione di f.s. perché il confronto avvenga con la tensione massima, corrispondente al valore più elevato della cifra più significativa. Su comando del clock iniziano i confronti a livelli sempre minori e l'esplorazione cessa quando cambia il segno della tensione differenza: si passa allora ad una decade corrispondente ad una cifra meno significativa e così via fino all'ultima.
La precisione di questi metodi dipende dalla tensione di riferimento, dal potenziometro e dai rivelatori. Per questi motivi si realizzano strumenti a tre cifre, al massimo 4, con realizzazioni particolari modificate.
Il tempo di misura è piuttosto breve, senonché il metodo è inerentemente esposto a rumore e, per limitarne gli effetti, o si riduce la sensibilità o si introducono filtri che però aumentano il tempo di misura, con il rischio di non seguire eventuali variazioni dell'incognita.

A successive approssimazioni

Con questa tecnica vengono generati gradini di ampiezza diversa, proporzionale alla sequenza binaria 8, 4, 2, 1. Questi impulsi sono avviati assieme all'incognita all'ingresso di un comparatore (fig. 4.18.). Iniziando da quello corrispondente all'8 e poi al 4, al 2 ..., vengono scartati quelli più elevati di V_x e invece viene conservato quello immediatamente minore. Tutto questo per trovare il valore di una cifra: successivamente riprende la ricerca per la cifra meno significativa e così via fino all'ultima.
La cosa probabilmente risulterà più chiara considerando il seguente esempio: sia $V_x = 6{,}543$ V; la prima sequenza di impulsi sarà formata da 8 V, 4 V, 2 V, 1 V. Il primo è più grande di V_x e quindi viene scartato; si ripete la prova con 4 V che è minore e quindi viene conservato. Il prossimo impulso vale 2 V, che, sommato al precedente, fa 6 V, è ancora minore di V_x e quindi conservato. Il successivo invece (1 V) porta il livello a 7 V e viene quindi scartato: a questo punto si mantiene 6 V e la cifra 6 viene memorizzata. Si diminuisce di una decade l'ampiezza degli impulsi che ora varranno 0,8 V, 0,4 V, 0,2 V, 0,1 V e il procedimento segue fino al livello di risoluzione minimo. A questo punto la misura è finita e il numero rimasto nel contatore appare sul display.
Si noti che, essendo $8 + 4 + 2 + 1$ proprio uguale a 15, questo convertitore possiede un *overrange* automatico del 50%. La precisione dipende da quella della tensione di riferimento del convertitore D-A e dei partitori resistivi in esso contenuti, nonché da tutta la logica che coordina il funzionamento. Si sono realizzati strumenti a 4 cifre con precisione dello 0,02% del f.s. e quindi di qualità piuttosto buona.
La frequenza di clock non influisce sulla precisione ma solo sulla velocità di esecuzione della misura, e quindi viene scelta in rapporto alle possibilità del convertitore D-A.
Non vi è invece alcuna difesa nei riguardi del rumore sovrapposto al segnale d'ingresso: viene quindi spesso anteposto un filtro.

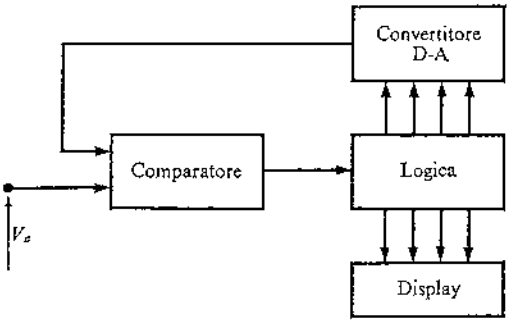


Figura 4.18. Convertitore A-D a successive approssimazioni.

A ricircolazione

Una versione semplificata della tecnica precedente (dovuta alla J. Fluke Co.) è quella detta *a ricircolazione del resto*, nella quale il convertitore provvede alla misura in due fasi distinte.
Nella prima, calcola la cifra più significativa, nella seconda le rimanenti quattro.
Lo schema è riportato nella fig. 4.19.: nell'ipotesi che V_x valga 6,5432 V, all'inizio della misura viene chiuso S e V_x perviene all'ingresso di un amplificatore $\times 10$. L'uscita viene limitata a 10 V e fa scattare il comparatore che a sua volta apre il gate al conteggio. Questo continua finché la differenza tra gli ingressi dell'amplificatore non risulta minore di 1 V perché a questo punto l'uscita dell'amplificatore va sotto i 10 V ed il comparatore blocca il conteggio.
L'uscita del convertitore D-A procede a scatti di 1 V e quindi nell'esempio in esame il conteggio si interrompe quando la sua uscita vale 6 V.
Inizia qui la seconda fase, quella di ricircolazione. All'uscita dell'amplificatore si trova una tensione pari a $(6{,}5432 - 6) \times 10 = 5{,}432$ V. Viene chiuso S_4 e aperto S: il condensatore C_2 si carica a questo livello. Viene quindi aperto S_1 e chiuso S_3 e S_2. La tensione 5,432 V viene così applicata all'ingresso dell'amplificatore e di essa quindi misurata la cifra più significativa (5) nello stesso modo visto nella prima fase (all'inizio della seconda fase il convertitore D-A

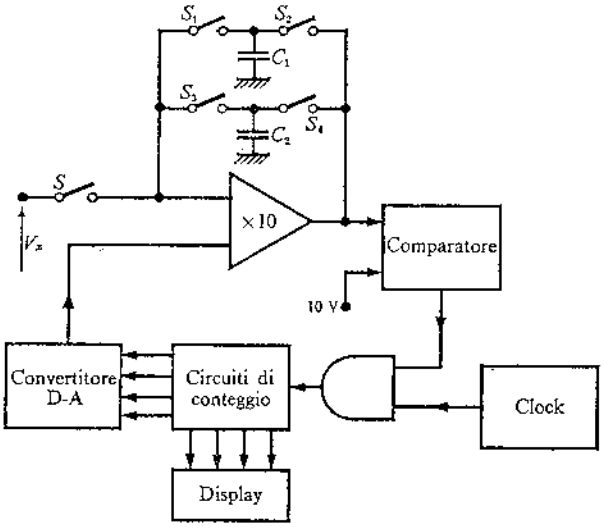


Figura 4.19. Convertitore A-D a ricircolazione.

era stato riportato a zero). Dopo che è stata misurata la seconda cifra (5), all'uscita dell'amplificatore è presente la tensione $(5{,}432 - 5) \times 10 = 4{,}32$ V che, con opportuno gioco di interruttore viene trasferita al condensatore C_1 e di qui all'ingresso dell'amplificatore: il ciclo riprende come prima e continua poi fino alla determinazione della cifra meno significativa.

2.5. Convertitori A-D che integrano

A conversione in frequenza

È il primo convertitore che sia stato realizzato sul principio dell'integrazione dell'incognita ed è tuttora utilizzato, anche se non molto diffusamente.
In esso (fig. 4.20.*a*) la tensione d'ingresso V_x viene addotta ad un generatore di rampa-sommatore: il condensatore C_1 prende a caricarsi e la tensione d'uscita del circuito integratore è una rampa negativa, se la tensione di ingresso è positiva.
Quando la rampa ha raggiunto il livello di riferimento $-V_R$, su comando del comparatore si genera un impulso di ampiezza V_2 e durata t_2 che viene a sua volta integrato, con costante di tempo R_2C_1, provocando l'inversione della pendenza della rampa.
Terminata la durata dell'impulso, C_1 riprende a caricarsi verso $-V_R$ ed il ciclo riprende.
Si capisce che più elevato è il valore di V_x e più ripida è la rampa e quindi più elevata la frequenza dei segnali periodici generati.
È facile studiare quantitativamente il funzionamento se si pensa che, dopo una prima fase transitoria, l'oscillazione a dente di sega si stabilizza su di un regime periodico nel quale le ampiezze delle fasi di carica e scarica del dente di sega coincidono. Si ha quindi che

$$\frac{V_x}{R_1C_1}t_1 = \frac{V_2}{R_2C_1}t_2 - \frac{V_x}{R_1C_1}t_2$$

da cui

$$V_x = V_2 t_2 \frac{R_1}{R_2}\frac{1}{t_1 + t_2} = \left(V_2 t_2 \frac{R_1}{R_2}\right) f .$$

Appare chiaro che vi è *relazione di proporzionalità tra la tensione di ingresso e la frequenza generata*, a patto che il rapporto R_1/R_2 sia costante, così come V_2t_2 che non è altro che l'area degli impulsi in uscita al generatore d'impulsi.
È soprattutto quest'ultima condizione che pone un limite alla precisione di questo convertitore: con esso si realizzano strumenti con non più di tre cifre.
Nella pratica vengono sempre utilizzati due convertitori A-D del tipo visto che funzionano contemporaneamente in parallelo (fig. 4.20.*b*), uno adibito alla

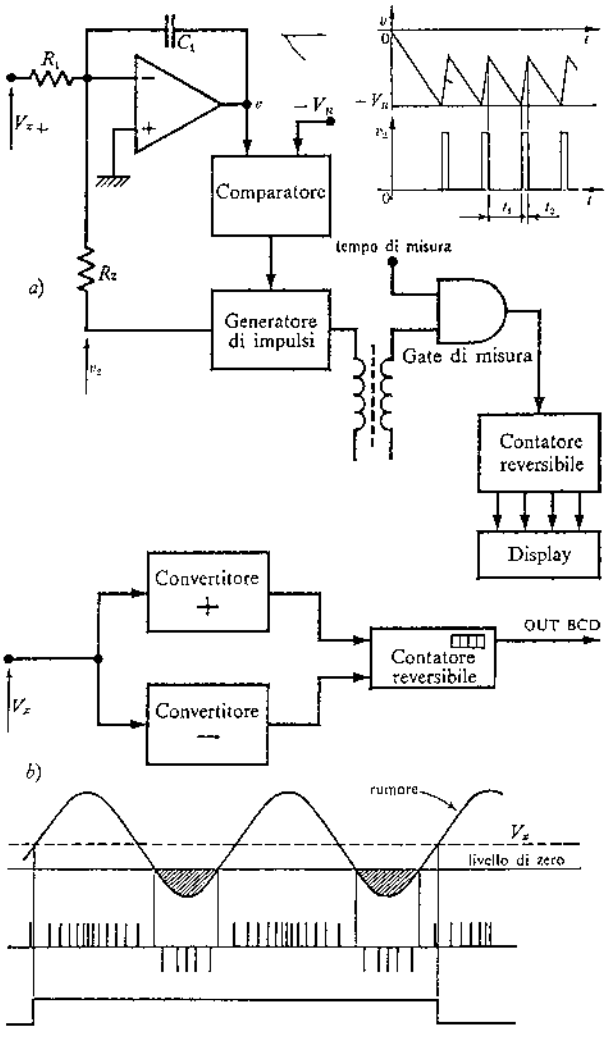


Figura 4.20. Convertitore A-D a conversione in frequenza: *a*) schema a blocchi e forme d'onda; *b*) disposizione pratica per eliminare gli errori dovuti a eventuali inversioni di polarità dovute ai disturbi e forme d'onda relative.

misura di tensioni d'ingresso positive e l'altro di quelle negative. I due convertitori debbono essere perfettamente identici (l'unica differenza è la polarità della tensione di riferimento dei comparatori).
Le loro uscite sono avviate ad un *contatore reversibile* che avanza nel conteggio quando gli impulsi provengono dal convertitore delle tensioni positive e retrocede quando invece provengono da quello delle tensioni negative. Questa configurazione circuitale, apparentemente molto complicata (si vedrà in seguito che il problema delle due polarità si può risolvere anche in modo più semplice), presenta però il vantaggio di ridurre notevolmente l'effetto del rumore di notevole entità che, sovrapposto alla tensione incognita di basso livello, ne potrebbe invertire per brevi istanti la polarità. Il meccanismo può essere spiegato dalle forme d'onda riportate, nelle quali ad una tensione incognita positiva è sovrapposto un disturbo di rete. Si comprende che, se non vi fossero le due vie per tensioni positive e negative, le parti negative del disturbo andrebbero perdute per una sorta di rettificazione e quindi il conteggio sarebbe affetto da un errore in più (valor medio del disturbo $\neq 0$). In questo modo invece, quando il disturbo assume valori negativi, la via delle tensioni negative manda impulsi che fanno retrocedere il contatore e quindi in tutto l'intervallo di misura (tempo di apertura del gate di misura) si realizza una compensazione che elimina l'influenza del disturbo (naturalmente se l'intervallo di misura è correlato col periodo del disturbo).
Questo tipo di convertitore può raggiungere, in corrispondenza del limite del campo dinamico di ingresso, una frequenza in uscita dell'ordine di (100÷300) kHz che gli potrebbe consentire di riempire in 1 s un display di 5 cifre. Tuttavia, tenuto conto che la precisione massima che può raggiungere è dello 0,01%, non ha senso parlare di 5 cifre: conviene allora puntare sulla velocità di misura utilizzando un display di sole 3 o al massimo 4 cifre (a seconda della precisione del convertitore) tenendo aperto il gate per 0,01 s o 0,1 s rispettivamente.
Tentativi di migliorare le prestazioni del convertitore tensione-frequenza, volti ad aumentare la frequenza di conversione, hanno portato ad un peggioramento della precisione e ad un aumento del costo. L'attenzione si è allora rivolta a versioni modificate di questa tecnica portando alla realizzazione di strumenti anche di 5 digit.

A integrazione interpolata

Nel convertitore di fig. 4.20., al termine del gate, il condensatore C_1 si presenta normalmente con un livello di tensione che non è né quello minimo né quello necessario a comandare il comparatore: ciò rappresenta una causa di errore che limita la precisione del convertitore ai valori detti.
Con la versione modificata di fig. 4.21.*a* si viene a valutare questo residuo di tensione, consentendo in tal modo un aumento di precisione tale da estendere a 5 cifre il display.
Per compiere la misura il convertitore passa attraverso due fasi (fig. 4.21.*b*): nella prima la misura procede nel modo consueto e si individuano le tre cifre più significative; nella seconda, che inizia al termine del gate, un controllo logico connette l'ingresso del convertitore ad una tensione di riferimento di segno opposto a V_x che determina la scarica di C_1. Quando la tensione v arriva allo zero risulta allora individuato un tempo $t_2 - t_1$ che è proporzionale al valore di tensione che aveva C_1 all'istante t_1. All'istante t_1 il controllo logico apre un gate che lascia passare un segnale a 60 kHz il cui conteggio rappresenta le ultime due cifre del risultato, mentre il comparatore di zero avverte il controllo logico quando la tensione d'uscita dell'integratore arriva allo zero, in modo da consentirgli di chiudere la porta ai 60 kHz.

Potenziometrico con integrazione

La misura avviene in due fasi successive (fig. 4.22.). Nella 1ª (che dura 1/10 s) il convertitore tensione-frequenza esegue la misura della V_x nel modo consueto, perché la tensione in uscita al *convertitore D-A* è nulla. La misura costituisce le tre cifre più significative del risultato e viene conservata nel contatore reversibile ed anche avviata al convertitore D-A che dà in

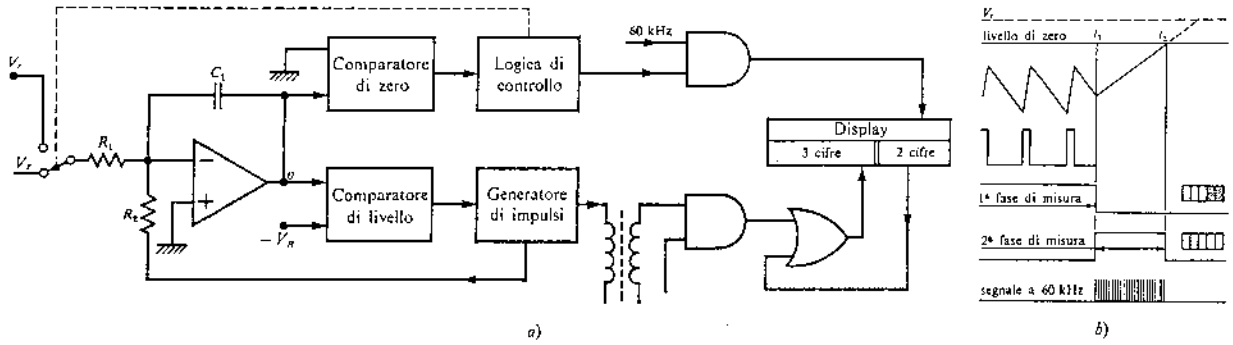


Figura 4.21. DVM a integrazione interpolata: *a*) schema a blocchi; *b*) forme d'onda.

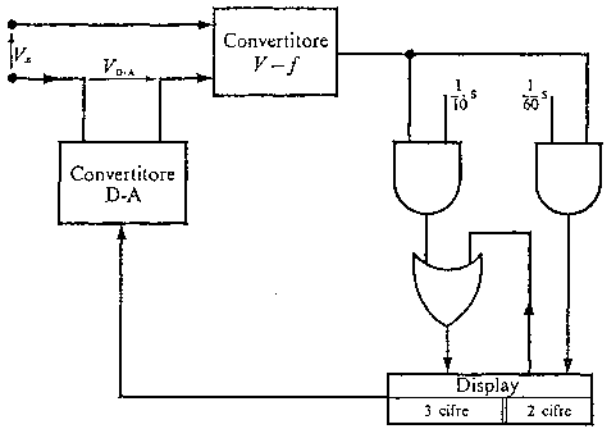


Figura 4.22. DVM potenziometrico con integrazione.

uscita una tensione che si oppone a V_x. Le due tensioni che si contrappongono nel circuito differiscono soltanto per l'errore dei due convertitori V-f e D-A. Nella 2ª fase (che dura 1/60 s) si misura questa differenza e poiché il livello di tensione all'ingresso del convertitore $V-f$ è ora molto minore, la sua sensibilità viene automaticamente aumentata e ridotto il tempo di gate (1/60 s): ciò affina il risultato (5 cifre). Se questo secondo conteggio supera le due cifre, vi è il riporto tramite l'OR sulla 3ª cifra.

A doppia rampa

È il più importante e diffuso perché, ad una notevole semplicità ed economicità, unisce buone doti di precisione e di reiezione di rumore di modo normale.
Il funzionamento si svolge in due fasi: una prima di *integrazione* ed una seconda di *misura* (fig. 4.23.*a*).

Fase di integrazione

Supposta positiva la tensione incognita V_x, questa viene applicata all'ingresso di un integratore per un tempo prefissato t_0 (per es. 100 ms), multiplo del periodo della rete per ottenere una buona reiezione del rumore. La tensione v all'uscita dell'integratore è una rampa lineare con inclinazione $-V_x/R_1C_1$ proporzionale a V_x.
Alla fine del tempo t_0 essa vale

$$V(t_0) = -\frac{V_x}{R_1 C_1}\, t_0 .$$

Fase di misura

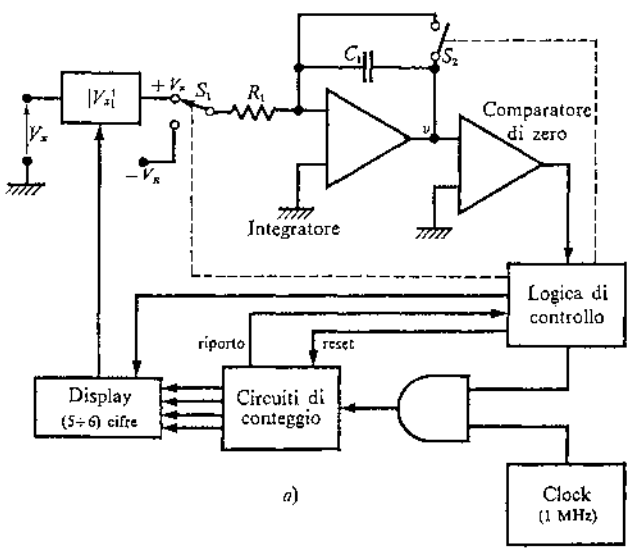
All'istante t_0 l'ingresso viene commutato su di una tensione di riferimento $-V_R$, di polarità opposta a V_x, che provvede quindi a riportare verso lo zero la tensione, dato che la rampa cui dà luogo avrà ora una inclinazione positiva

$$\frac{V_R}{R_1 C_1} .$$

Il raggiungimento dello zero all'istante t_1, tale che:

$$t_1 - t_0 = \frac{V_x}{V_R}\, t_0 = \frac{t_0}{V_R} V_x ,$$

viene rilevato dal comparatore di zero che emette un impulso in corrispondenza del quale la logica di controllo interrompe la fase di misura.
Dalla formula precedente appare chiaro che basta misurare l'intervallo di tempo $t_1 - t_0$ per poter risalire al valore di V_x (*conversione in tempo*).



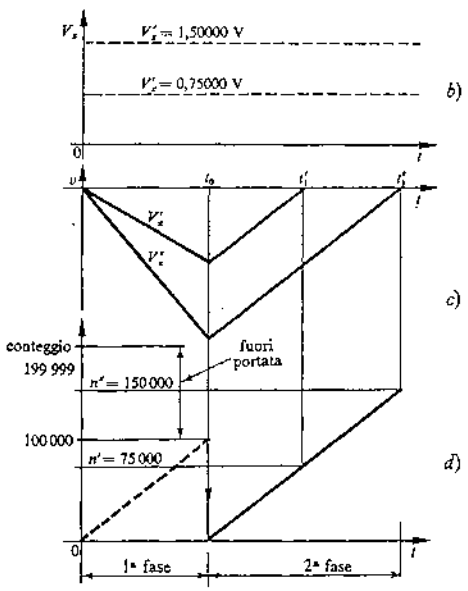


Figura 4.23. Convertitore A-D a doppia rampa: *a*) schema a blocchi; *b*) tensioni incognite; *c*) tensioni all'uscita dell'integratore; *d*) andamento del conteggio.

Logica di controllo

Nello schema della fig. 4.23.*a* appare un blocco indicato come *logica di controllo* che presiede a coordinare e a temporizzare automaticamente le varie manovre che costituiscono il processo di misura.
Inizialmente S_1 è su $+V_x$, S_2 è chiuso, il contatore è azzerato. La misura ha inizio con l'apertura di S_2 e del gate che lascia passare gli impulsi ad 1 MHz verso il contatore. Quest'ultimo (supponendo che sia a 5 cifre più eventuale sovraccarico del 100%), quando ha contato 100000, cioè dopo il tempo $t_0 = 100$ ms, invia alla logica di controllo un impulso di riporto a cui la logica risponde azzerando il contatore (reset) e commutando S_1 su $-V_R$. Inizia qui il tempo di misura $t_1 - t_0$, nel quale la tensione v viene riportata a zero: l'istante t_1 in cui ciò accade viene rilevato dal comparatore di zero al cui impulso la logica risponde con la chiusura del gate che interrompe il conteggio e con l'invio della cifra contata al display.
Dalla formula di $t_1 - t_0$ appare chiaro che se si dividono ambo i membri per la frequenza dell'oscillatore di clock (cioè per 1 MHz) spariscono i tempi e appaiono i numeri conteggiati nelle due fasi, cioè

$$n_x = \frac{n_0}{V_R} V_x$$

dove n_x è il conteggio alla fine della misura che rappresenta, a meno della costante moltiplicativa, la tensione incognita. In genere, per avere la lettura diretta, si fa in modo che n_0/V_R sia una potenza di 10: ponendo per es. $V_R = 1$ V si ha

$$n_x = \frac{100000}{1} V_x .$$

Si noti che qualora si abbiano due tensioni ed una di esse venga applicata all'ingresso, se l'altra è inserita al posto della V_R, eseguita la misura, sul display appare il rapporto tra le due tensioni.

Precisione

L'integrazione dell'incognita consente una notevole riduzione dei disturbi alternativi ad essa sovrapposti e, con la scelta di un tempo di integrazione multiplo del periodo della rete, la completa eliminazione del disturbo che essa genera, che è quasi sempre il più fastidioso. Inoltre poi, dall'esame della formula finale, è facile rendersi conto dei rimanenti aspetti favorevoli di questo convertitore. Si vede infatti che è molto importante la stabilità della tensione di riferimento V_R che è praticamente l'unico motivo che desta preoccupazione. È quindi necessario che sia particolarmente curata, soprattutto perché non senta gli effetti delle variazioni di temperatura.
Da altri elementi, quali la costante di tempo R_1C_1 e la frequenza di oscillazione, non si pretendono grandi cose: è sufficiente una buona stabilità a breve termine (entro l'intervallo $0 - t_1$), ciò che non rappresenta un grosso problema.
È poi opportuno che la frequenza di oscillazione sia, oltre che stabile, anche precisa, in quanto contribuisce ad individuare il tempo t_0 che deve essere un multiplo del periodo di rete, al fine di eliminare esattamente questo disturbo. A seconda dell'accuratezza con la quale vengono realizzate V_R e, entro certi limiti anche il clock, si possono avere strumenti a 5 o 6 cifre.
Non mancano naturalmente versioni più economiche a 3 o 4 cifre.

Polarità

Nello schema di fig. 4.23.*a* è indicato un blocco $|V_x|$. In esso viene « sentita » la polarità della tensione incognita: se risulta essere negativa, viene invertita, perché deve sempre essere di segno opposto alla $-V_R$ e viene acceso il segno meno sul display. Altre volte invece l'incognita viene mantenuta sempre col suo segno e si utilizzano invece, a seconda di questo, due V_R, una positiva e una negativa.

2.6. Influenza del rumore nei DVM

Uno dei problemi più importanti riguardanti l'uso di un DVM e la sua conseguente precisione è quello del *rumore* che interviene in tutte le misure ed è particolarmente dannoso in quelle a basso livello di segnale.
Si può presentare con due modalità diverse, quasi sempre coesistenti: quella di *modo normale* e quella di *modo comune* che, per la loro eliminazione, richiedono tecniche differenti.

Reiezione del rumore di modo normale (NMR)

Il rumore di modo normale è quello che perviene all'ingresso del DVM sovrapposto (in serie) al segnale dc da misurare, e di esso se ne riporta in fig. 4.24.*a* e *b* una tipica rappresentazione, in parte casuale ed in parte correlata alla rete.
Si è poi già accennato, nella trattazione dei diversi tipi di convertitori A-D, all'errore a cui questo rumore può dar luogo e ai mezzi con cui lo si combatte: l'*integrazione* e/o l'*interposizione di filtri*.

Integrazione

Poiché nel rumore di modo normale le componenti spesso prevalenti sono quelle correlate alla rete, con questa tecnica la tensione all'ingresso viene integrata in un intervallo di tempo prefissato pari o multiplo intero al periodo della rete stessa. Così facendo si realizza (con l'integrazione) la media di questo disturbo, il cui contributo alla misura è quindi nullo.

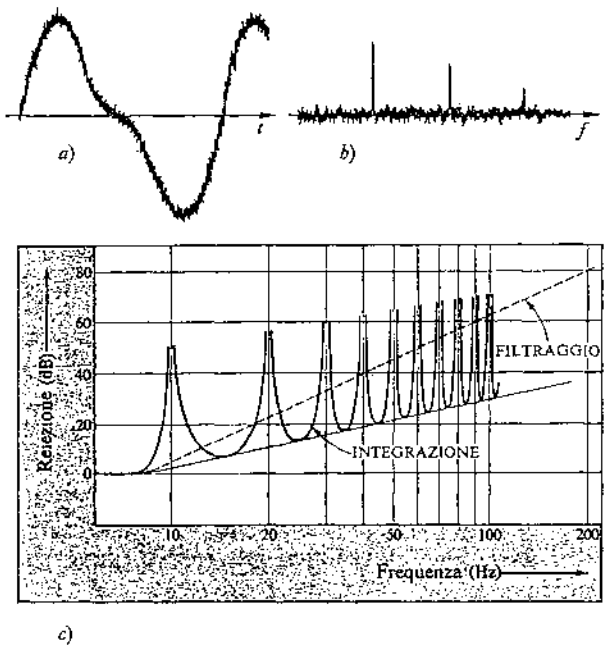


Figura 4.24. Rumore nei DVM: *a*) disturbo alternativo in parte correlato alla rete e in parte casuale; *b*) suo spettro; *c*) confronto tra le caratteristiche di reiezione del rumore nei DVM a seconda della tecnica adottata.

Spesso viene scelto un tempo pari a 0,1 s, che consente l'eliminazione delle frequenze 10 Hz e suoi multipli interi (e quindi anche la rete) ed ha il vantaggio di essere una potenza di dieci.
La tipica caratteristica di reiezione corrispondente a questo tempo di integrazione è riportata nella fig. 4.24.*c*: si nota che l'integrazione ha un blando effetto benefico con azione progressiva al crescere della frequenza (filtro passa-basso), presentando però picchi di elevata attenuazione in corrispondenza dei multipli di 10 Hz (1).

Filtraggio

Con questa tecnica, all'ingresso del convertitore A-D vengono inseriti dei filtri che hanno lo scopo di eliminare il rumore a tutte le frequenze.
Il grado di filtraggio introdotto viene limitato dall'esigenza di non allungare troppo il tempo di misura e quindi, a seconda delle esigenze, viene scelto un valore che dia il miglior compromesso tra queste due prestazioni. Negli strumenti che si giovano di filtri, per l'eliminazione del rumore è spesso prevista la possibilità di scelta tra diversi gradi di filtraggio, in modo da adeguarlo alle prestazioni di precisione e di velocità di misura richieste.
Al fine di poter confrontare le prestazioni di reiezione dei due metodi, nella fig. 4.24.*c* è riportata (tratteggiata) anche la caratteristica di reiezione di un filtro: si vede che il filtraggio ha un comportamento mediamente superiore, mentre l'integrazione elimina più radicalmente le frequenze correlate alla rete. Si consideri, come valori orientativi che, per attenuare di 80 dB un segnale di rete, è necessario un tempo di misura di 1 s, mentre se il filtro venisse escluso (nessuna reiezione), lo stesso tipo di convertitore (non a integrazione) potrebbe eseguire 1000 letture/s. A questo punto si noti che un convertitore a integrazione raggiunge lo stesso grado di reiezione (80 dB) in un tempo di 0,1 s.
Esistono anche strumenti che, per migliorare le loro prestazioni generali dal punto di vista del rumore, utilizzano entrambe queste tecniche di reiezione.

Reiezione del rumore di modo comune (CMR)

Il rumore di modo comune si genera quando in un sistema costituito da una sorgente e da uno strumento di misura in generale, i punti di massa della sorgente e dello strumento risultino a potenziali diversi. In particolare, il collegamento della sorgente di tensione incognita all'ingresso del DVM realizza un anello a bassa resistenza (fig. 4.25.) entro il quale circola una *corrente di modo comune* (che può assumere valori anche elevati) sotto la spinta della d.d.p. E_m.
La corrente di modo comune I_m, arrivata al nodo M, si biforca in due parti notevolmente diverse (data la diversa resistenza dei due percorsi) generando due cadute di tensione, una su $R_1 + Z_{in}$ e una su R_2, la cui risultante costituisce una tensione di rumore di modo normale che si somma alla V_x. Questo disturbo, quando è di piccolo valore, viene eliminato dalle tecniche viste per la *reiezione di modo normale.*
La configurazione rappresentata consente però soltanto la misura di tensioni riferite a massa e quindi è molto limitata nelle possibilità d'uso. Se per es.

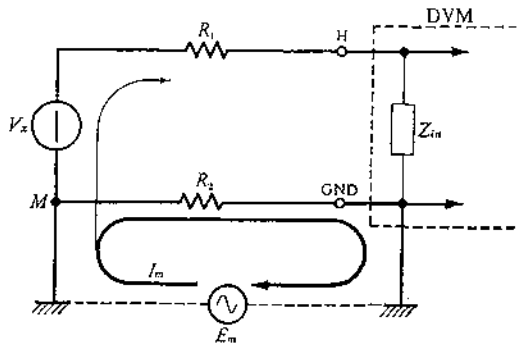


Figura 4.25. Rumore di modo comune nel caso di misure di tensione riferite a massa (R_1 e R_2 sono le resistenze dei collegamenti).

(1) La frequenza di rete può subire delle variazioni a breve termine (a seconda del livello d'utenza) che normalmente non sono superiori al $\pm 0{,}2\%$. A questo valore massimo di escursione corrisponde una diminuzione dell'attenuazione di circa 20 dB, perché il punto di funzionamento si sposta lungo i fianchi della caratteristica della fig. 4.24.*c*.

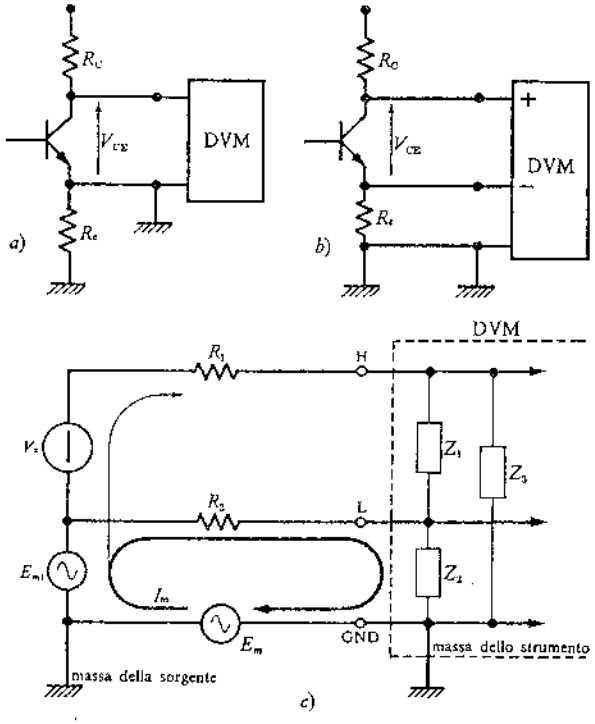


Figura 4.26. Tipi di inserzioni di DVM nei confronti del rumore di modo comune: *a*) non corretta con DVM a due soli morsetti per una misura fuori massa; *b*) corretta utilizzando DVM con entrambi i morsetti isolati da massa (*floating*); *c*) rumore di modo comune nel caso di misure di tensioni non riferite a massa (Z_2 e Z_3 sono le impedenze di isolamento dei morsetti *H* e *L*).

la si utilizzasse per la misura della V_{CE} nella fig. 4.26.*a*, la resistenza R_e risulterebbe cortocircuitata ed il funzionamento del circuito alterato (con buone probabilità di danneggiare il transistore).

Molto più generale è il caso in cui nessun terminale d'ingresso del DVM sia a massa, ciò che consente di eseguire misure anche di tensioni non riferite a massa (*floating*), come in *b*). La configurazione in ingresso di uno strumento di questo tipo è quella in *c*), e in essa sono poste in evidenza le sorgenti di rumore delle quali E_m è sempre uguale a quella vista precedentemente ed E_{m1} è invece dovuta al fatto che la sorgente del segnale è fuori massa.

Per avere un funzionamento soddisfacente, l'impedenza Z_2 deve risultare molto minore di Z_1 e Z_3: in tal modo la corrente di modo comune scorre prevalentemente nel circuito E_m, E_{m1}, R_2, Z_2, e quindi anche in questo caso si ha una tensione di rumore risultante di modo normale che, come già nel caso della fig. 4.25., viene eliminata o per lo meno ridotta con l'integrazione e il filtraggio.

Nei casi peggiori la tensione E_m può essere anche dell'ordine di parecchi volt e allora la reiezione (che al massimo si aggira sugli 80 dB), non è sufficiente a ridurre il disturbo a livelli inferiori alla sensibilità del DVM. Anche supponendo $E_m = 1$ V, il corrispondente rumore residuo vale $1/10000 = 100$ μV, intollerabile in strumenti con sensibilità inferiori al mV.

Guardia

Tutti gli strumenti ad elevate prestazioni sono allora dotati di un ulteriore dispositivo (*guardia*) per eliminare più drasticamente questi disturbi. Esso consiste in uno schermo addizionale che racchiude tutti i circuiti di misura del DVM ed è isolato sia da questi che dallo chassis (Z_3 è l'impedenza di isolamento di questo schermo). Tutti i collegamenti con l'esterno (rete e uscite verso i circuiti di conteggio e comandi dalla logica di controllo) debbono essere fatti in modo da salvaguardare l'isolamento della guardia, quindi effettuati generalmente tramite trasformatori nei quali la guardia viene a costituire lo schermo elettrostatico tra primario e secondario. Altre volte vengono utilizzati relè reed o fotoaccoppiatori.

Nella fig. 4.27.*a* è illustrata questa struttura e il collegamento alla sorgente della tensione incognita. Se tutto dovesse rimanere come indicato in figura, non vi sarebbero sostanziali vantaggi rispetto alla situazione della fig. 4.26.*c*: se invece si effettua un

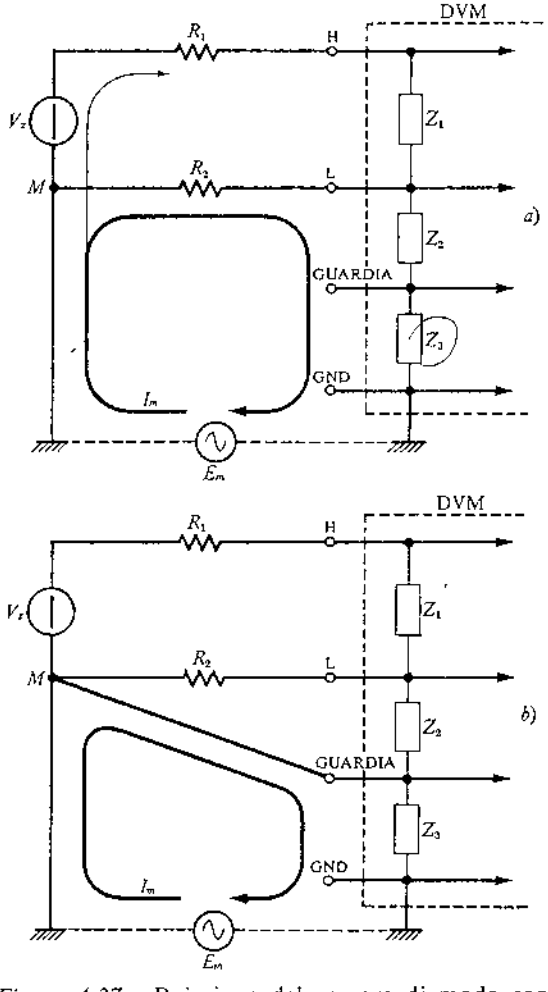


Figura 4.27. Reiezione del rumore di modo comune con guardia: *a*) non collegata; *b*) collegata.

collegamento a bassa resistenza tra il punto M e il terminale di guardia (fig. 4.27.*b*), questa è posta nella condizione di esplicare tutti i suoi effetti benefici nella reiezione della corrente di modo comune, che di fatto viene esclusa dal circuito di misura.

2.7. Particolarità circuitali

Portate automatiche (*autorange*)

Esistono in commercio DVM nei quali l'adeguamento della portata alla tensione che deve essere misurata avviene in modo automatico (*autorange*). È la logica di controllo che interviene ogni qualvolta il display si satura (*overrange*) oppure presenta nulle alcune delle cifre più significative (*underrange*), modificando le configurazioni di circuiti come quello di fig. 4.14. o quello della fig. 4.28., nella quale è riportato un *attenuatore elettronico* realizzato con operazionale, la cui resistenza di reazione viene via via modificata con la chiusura di un interruttore a MOSFET su comando di opportuni *rivelatori di livello* di tensione o di conteggio. L'intervento dell'autorange non si limita però al circuito d'ingresso voltmetrico dc, ma interviene anche nelle misure di I, R, modificando le grandezze che caratterizzano l'operazione di conversione (fig. 4.59.).
Un metodo di *autoranging in un DVM a doppia rampa* è quello che fa capo ad un contatore reversibile di 3 bit, con il quale si possono controllare fino a 8 portate. Il controllo può avvenire sia per aumentare la portata che per diminuirla, o manualmente o con il circuito autoranging.
Questo circuito si regola dal numero di conteggi che occorre attendere per il completamento dell'integrazione della V_R. Se lo zero viene raggiunto dopo pochi impulsi (per es. 1800), il contatore fa un passo in basso (e lo strumento viene spostato sulla portata immediatamente inferiore); se invece si perviene allo zero dopo un numero di impulsi contati troppo elevato (per es. oltre i 20000), il contatore fa un passo in alto (e lo strumento viene spostato sulla portata immediatamente superiore).

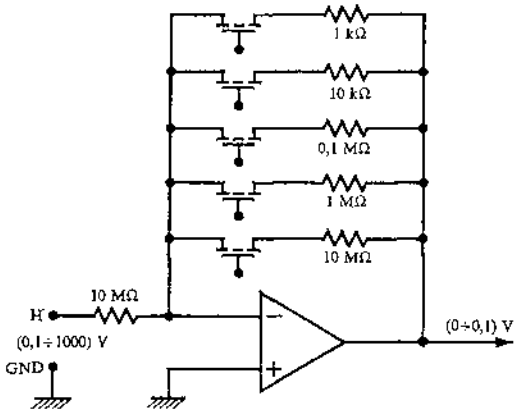


Figura 4.28. Attenuatore elettronico a MOSFET per DVM con portate automatiche.

A parte gli ovvi vantaggi di comodità che tale sistema comporta, vi sono tuttavia alcuni aspetti sfavorevoli che ne limitano l'impiego. Questi inconvenienti sono principalmente il non poter avere impedenza d'ingresso superiore ai 10 MΩ in nessuna portata e il tempo d'intervento elevato (dell'ordine delle parecchie decine di ms per ogni variazione di portata)che non offre sufficiente garanzia di protezione a circuiti d'ingresso particolarmente sensibili.
Viene quasi sempre usato assieme al convenzionale posizionamento manuale e talvolta limitato al passaggio alla portata immediatamente superiore o inferiore rispetto a quella prescelta. È comunque indispensabile in quei DVM per i quali è prevista l'utilizzazione come elemento di un sistema automatico di misura. In tal caso la prestazione irrinunciabile è la velocità di misura a scapito quindi di tutte le altre (sensibilità, precisione).

Bilanciamento automatico (*autozero*)

È una procedura svolta automaticamente all'interno di un DVM allo scopo di eliminare o quanto meno di ridurre l'errore introdotto dalla presenza di un offset nell'amplificatore in continua. È reso possibile nei voltmetri digitali dalla presenza di circuiti di temporizzazione e dal fatto che non è indispensabile che l'incognita sia continuamente connessa all'ingresso dell'amplificatore. Approfittando di ciò, questo viene periodicamente collegato a massa ed ha inizio la *procedura di bilanciamento automatico* (*autozero*) (fig. 4.29.).

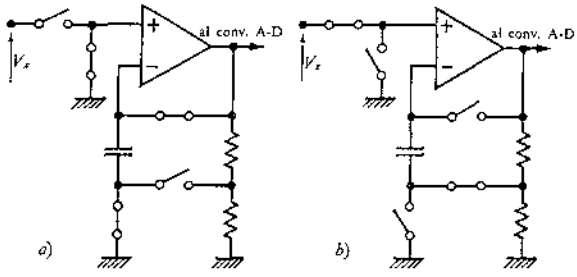


Figura 4.29. Bilanciamento automatico nei DVM: *a*) fase di autozero; *b*) fase di misura.

Supponendo preliminarmente che l'amplificatore abbia guadagno unitario, la tensione in uscita è esclusivamente dovuta alla deriva e viene immagazzinata in un condensatore e riportata all'ingresso invertente e quindi eliminata.
Questo principio viene utilizzato ed esteso alle varie possibilità di guadagno dell'amplificatore, realizzando le commutazioni con MOSFET.
L'autozero per i voltmetri a doppia rampa può essere realizzato invece come in fig. 4.30, sfruttando le due fasi di integrazione. Le cause di errore che si possono

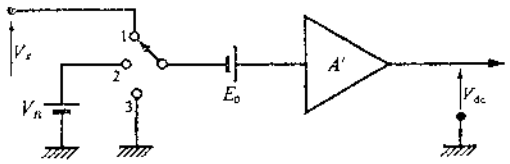


Figura 4.30. DVM a doppia rampa: metodo di autozero per l'eliminazione dell'offset E_0 e delle variazioni di guadagno ΔA nei circuiti d'ingresso.

così eliminare sono la tensione di offset E_0 e le variazioni del guadagno ΔA. Indicando con A' il guadagno affetto da questo errore (supposto costante nel breve tempo della misura) si vede che con il commutatore in 3 l'uscita di errore vale $V_{dc3} = E_0 A'$ e questa è presente in ciascuna delle due fasi di misura; in 2 la tensione $V_{dc2} = (V_R + E_0)A'$ e in 1 invece $V_{dc1} = (V_x + E_0)A'$. Il risultato che appare sul display è quindi proporzionale a

$$\frac{V_{dc1} - V_{dc3}}{V_{dc2} - V_{dc3}} = \frac{(V_x + E_0)A' - E_0 A'}{(V_R + E_0)A' - E_0 A'} = \frac{V_x}{V_R}.$$

Convertitore D-A

È un circuito che riceve in ingresso il valore di una grandezza in forma binaria e la converte in forma analogica in uscita.
Un esempio di realizzazione è quello riportato nella fig. 4.31. Il numero binario arriva ai comandi degli interruttori chiudendoli su V_R in corrispondenza di « 1 » e su massa in corrispondenza di « 0 ». La tensione che appare in uscita risulta proporzionale al numero binario in ingresso. Infatti dallo studio della rete resistiva non è difficile vedere che la chiusura su V_R del solo interruttore S_1 dà un contributo all'uscita pari a $V_R/2$, quella di S_2 un contributo pari a $V_R/4$ .... Naturalmente la chiusura contemporanea di alcuni di questi porta alla sovrapposizione dei relativi contributi.
L'uscita massima si ha con 7 (111) e vale $7/8V_R$: quindi se $V_R = 8$ V tutti i numeri interi inferiori si ottengono a gradini di 1 V.

2.8. Confronti

In tutta questa prima parte del capitolo si sono illustrate molteplici possibilità di misura di tensioni dc: strumenti e tecniche costruttive diverse che conducono a prestazioni e a modi di impiego anch'essi assai diversi.
Ciò può essere causa di un comprensibile disorientamento, perché non sempre si riescono a fissare gli aspetti peculiari di ogni tipo.
Per tentare di chiarire la situazione e per stabilire qualche termine di paragone tra le varie possibilità, vengono raccolte nella tabella seguente le caratteristiche più importanti di ogni tipo di strumento. Ulteriori notizie sono riportate in « Prestazioni e Specifiche » a pag. 228.

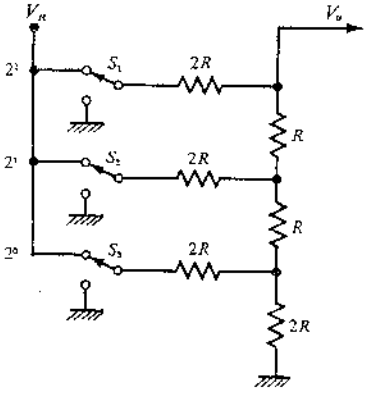


Figura 4.31. Semplice schema di convertitore D-A.

Tabella 4.3. *Voltmetri a confronto.*

	Tipi di voltmetri	Resistenza d'ingresso	Portate	Sensibilità	Errore(**) %	Velocità (letture/s)
ANALOGICI	a bobina mobile	da 100 Ω/V a 1 MΩ/V	da 50 mV a 5000 V	0,5 mV	⩾1	—
	ad amplificatore	> 1 MΩ	da 0,1 V a 1000 V	1,0 mV	⩾1	—
	a chopper	> 1 MΩ	da 3 μV a 1000 V	0,1 μV	⩾1	—
	μvoltmetro a chopper	da 1000 Ω a 10^8 Ω (*)	da 10 nV a 1 V	1 nV	2	—
	differenziale	da 10^8 Ω a 10^{10} Ω (*)	da 1 mV a 1000 V	1 ppm della portata	⩾0,005	—
	elettrometrico	> 10^{14}	da 30 μV a 30 V	300 nV	1	—
NUMERICI	a rampa lineare	⩾10 MΩ	da 0,1 V a 1000 V	10 μV	⩾0,05	5
	a successive approssim.	da 1 MΩ a 10^8 Ω (*)	da 0,1 V a 1000 V	1 μV	⩾0,02	1000
	a conversione in freq.	⩾10 MΩ	da 0,1 V a 1000 V	1 μV	⩾0,02	50
	a doppia rampa	da 10 MΩ a 10^{10} Ω (*)	da 0,1 V a 1000 V	1 ppm della portata	⩾0,008	50

(*) A seconda delle portate. (**) Si tratta di errore complessivo.

3. Misura di tensione alternata, corrente, resistenza con i voltmetri analogici e numerici (multimetri)

Molto spesso è prevista l'estensione delle possibilità di misura dei voltmetri dc alle grandezze che possono, tramite convertitori, essere ricondotte alla tensione continua.
Ciò succede soprattutto per le *tensioni alternate*, per le *correnti*, per le *resistenze*.
Premesso che lo schema generale di principio risulta allora quello indicato nella fig. 4.32., si prenderanno ora in esame i singoli tipi di convertitori che vengono utilizzati assieme a voltmetri dc analogici (VTVM) o a voltmetri numerici (DVM).

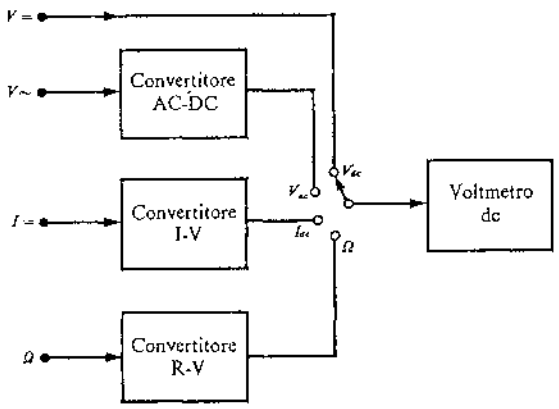


Figura 4.32. Schema a blocchi di principio di multimetro.

3.1. Convertitori AC-DC

La misura di tensioni ac con un voltmetro non selettivo si effettua quando non si sia interessati né all'andamento in funzione del tempo della tensione (che potrebbe essere rilevata con un Oscilloscopio) né al suo contenuto in frequenza (che potrebbe essere rilevato con un Analizzatore d'Onda o di Spettro), ma quando si vogliano conoscere soltanto alcuni parametri che, d'altra parte, sono di primaria importanza per certe applicazioni nel campo delle misure e della tecnica in generale.
Per ciascuno di questi esistono *convertitori AC-DC*:

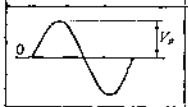
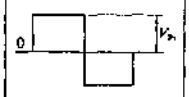
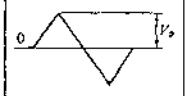
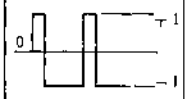
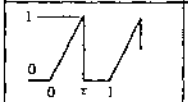
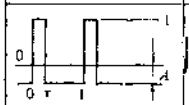
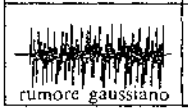
– A *vero valore efficace* (*true RMS*); è questo il parametro di una tensione alternata che normalmente è più interessante conoscere, in particolare quando se ne vogliano conoscere gli effetti energetici e non si tratti di segnale sinusoidale, ma ci si trovi in presenza di un qualsiasi valore di distorsione.

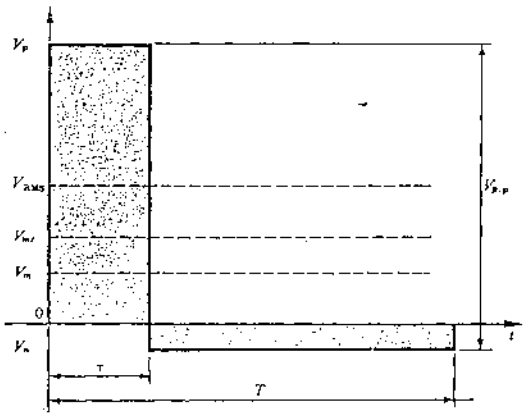
– A *quasi valore efficace* (*quasi RMS*); è più economico del precedente ma il suo impiego è limitato a segnali sinusoidali con piccola distorsione.

– A *valor medio* (*average responding*); nonostante che il valor medio sia raramente di qualche importanza nel campo delle misure di segnali alternativi, per la sua economicità è il più diffuso tra i convertitori AC-DC. Con opportuna taratura (per segnale sinusoidale) lo si riporta al valore efficace commettendo un errore accettabile anche se la distorsione della tensione incognita è relativamente elevata (10%).

– A *valore di picco*; è un parametro utile in diversi campi della tecnica, per la misura dei picchi delle tensioni perché non superino quelle distruttive di dispositivi o quelle limite di campi dinamici, per la verifica di segnali modulanti nei trasmettitori, per la misura di tensioni ad altissima frequenza .... È economico e, contrariamente ai convertitori precedenti, il cui campo di frequenza normalmente non supera i 10 MHz, permette di estendere le misure oltre il GHz.

L'uscita di questi convertitori viene poi avviata ad un voltmetro dc che può essere indifferentemente di tipo analogico o digitale.
Nella fig. 4.33. sono indicati i principali parametri di una tensione di forma generica e nell'annessa tabella i valori che presentano le forme d'onda di uso più comune. In ogni caso, poiché il parametro di maggior interesse è quasi sempre il valor efficace e la tensione che si vuole misurare ha, nella stragrande maggioranza dei casi, forma sinusoidale o una forma assai prossima a quella, è consuetudine tarare le scale degli strumenti che non utilizzano un convertitore *RMS* direttamente in valori efficaci, tramite il *fattore di forma* (per il convertitore a valor medio) o il *fattore di cresta* (per il convertitore a valore di picco) della sinusoide.
Ad es. utilizzando un convertitore a valor medio e applicando al suo ingresso una sinusoide di 1 V efficace, l'uscita del convertitore vale $1/1{,}11 = 0{,}91$ V (valor medio), ma nella posizione in cui si ferma l'indice vi è scritto 1 V_{eff}.
Naturalmente una taratura di questo tipo introduce un errore tanto maggiore quanto più la forma della tensione incognita si allontana da quella sinusoidale.
Oltre a questi convertitori, che danno in uscita una V_{dc} proporzionale ad uno dei parametri caratteristici della tensione variabile in ingresso, talvolta viene inserito nei DVM un circuito *Sample & Hold*, con il quale lo strumento viene messo in grado di misurare invece valori istantanei della tensione d'ingresso.

FORMA D'ONDA	V_{RMS}	V_{mr}	fattore di forma	fattore di cresta
	$\frac{V_p}{\sqrt{2}}$ $0{,}707\,V_p$	$\frac{2}{\pi}V_p$ $0{,}637\,V_p$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}111$	$\sqrt{2} = 1{,}414$
	V_p	V_p	1	1
	$\frac{V_p}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_p}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}155$	$\sqrt{3} = 1{,}732$
	1	1	1	1
	$\sqrt{\frac{\tau}{3}}$	$\frac{\tau}{2}$	$\sqrt{\frac{4}{3\tau}}$	$\sqrt{\frac{3}{\tau}}$
	$\sqrt{\tau(1-A^2)+A^2}$	$\tau(1-A)+A$	$\frac{V_{RMS}}{V_{mr}}$	$\frac{1}{V_{RMS}}$
	1	1	1	1
 rumore gaussiano	V	$V\sqrt{\frac{2}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1{,}253$	5÷10 (dipende dalla banda)



V_m = valore medio $= \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\,dt$

V_{mr} = valore medio raddrizzato $= \frac{1}{T}\int_0^T |v(t)|\,dt$

V_{RMS} = valore efficace $= \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)\,dt}$

V_p = valore di picco positivo

V_n = valore di picco negativo

$V_{p\text{-}p}$ = valore picco a picco

Fattore di cresta $= \frac{\text{valore di picco massimo } (V_p \text{ o } V_n)}{V_{RMS}}$

Fattore di forma $= \frac{V_{RMS}}{V_{mr}}$

Figura 4.33. Definizione dei parametri caratteristici di una forma d'onda.

Convertitore a valor medio

Generalità

Data una tensione $v(t)$ periodica di forma qualunque, il suo *valor medio* è definito dalla

$$V_m = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\,dt$$

dove T è il suo periodo.

Molto spesso però, conoscendo l'andamento della tensione, anche senza risolvere l'integrale indicato è possibile valutarne il valor medio effettuando la somma algebrica delle aree racchiuse in un periodo. In fig. 4.34. è rappresentata una situazione di valor medio nullo; nel caso in cui l'asse dei tempi sia invece localizzato più in alto ($0'-t'$) o più in basso ($0''-t''$), si avrà rispettivamente un valor medio negativo o positivo.

Tenuto conto che l'impiego prevalente dei voltmetri ac è la misura su tensioni alternative che darebbero quindi lettura nulla, nei convertitori a valor medio, prima della misura, la tensione viene raddrizzata:

$$V_{mr} = \frac{1}{T}\int_0^T |v(t)|\,dt\,.$$

Esistono circuiti raddrizzatori sia ad onda intera che a semionda: questi ultimi, con tensioni alternative, danno in uscita la metà del valor medio raddrizzato.

Una volta che questo sia noto, da esso è possibile risalire, tramite il fattore di forma, al valore efficace della tensione di ingresso, essendo questo in genere il parametro di maggior interesse di una tensione periodica.

Ciascuna forma d'onda però presenta un valore del fattore di forma diverso e quindi non è pensabile utilizzare la stessa scala per più forme d'onda, come neppure realizzare strumenti con un numero di scale talmente elevato da soddisfare qualsiasi condizione. Perciò, considerando che la forma sinusoidale o quasi sinusoidale è di gran lunga la più frequente,

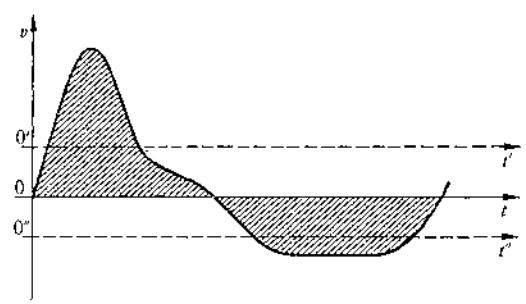


Figura 4.34. Valutazione del valor medio di una tensione.

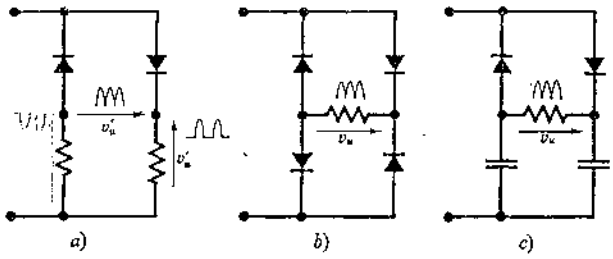


Figura 4.35. Schemi circuitali di principio per la conversione AC-DC a valor medio.

gli strumenti che utilizzano un convertitore a valor medio danno il risultato in valore efficace della sinusoide, e, naturalmente, ciò comporta errori con lo scostarsi della tensione in ingresso dalla forma sinusoidale.

I convertitori a valor medio sono senz'altro i più diffusi per la loro semplicità ed il costo relativamente contenuto. Inoltre, rispetto agli altri tipi di convertitori, sono i meno sensibili alla distorsione della tensione d'ingresso e la loro struttura generale è tale che permette di pervenire a sensibilità molto spinte.

Schemi circuitali

I più frequenti circuiti raddrizzatori sono quelli riportati nella fig. 4.35. Quello in *a*) può essere utilizzato con uscita v'_u riferita a massa (ed allora è un raddrizzatore ad una semionda) oppure con uscita differenziale v''_u (ed in questo caso si raddrizza ad onda intera). Il circuito in *b*) è il classico *ponte di Graetz* (ad onda intera ed uscita differenziale). In *c*) è riportato un altro raddrizzatore (sempre ad onda intera ed uscita differenziale) che, pur essendo meno sensibile perché nel carico circola una corrente metà rispetto a quella in *b*), tuttavia offre aspetti positivi di cui si parlerà in seguito. Questo circuito ha lo stesso aspetto di uno dei convertitori a valore di picco, ma si trova a funzionare in condizioni differenti per il diverso valore dei componenti: qui i condensatori non hanno alcuna azione filtrante. Quest'ultima è invece svolta da filtri passa-basso che vengono inseriti prima di mandare la V_{dc} in ingresso al voltmetro in dc.

I circuiti raddrizzatori per strumenti non possono essere pilotati in tensione in quanto, a differenti livelli di questa, i diodi presentano valori notevolmente diversi della resistenza dinamica, modificando la relazione di proporzionalità tra uscita e ingresso. Inoltre variazioni di temperatura apportano ulteriori variazioni al valore di quella resistenza. Per tutti questi motivi il pilotaggio deve essere effettuato in corrente, perché in tal modo quella che circola nel circuito raddrizzatore non dipende dalle resistenze in esso contenute.

I circuiti raddrizzatori sono quindi sostanzialmente dei circuiti ampermetrici e quindi, se si utilizzano per misurare direttamente la tensione incognita, introducono grossolani errori di consumo (1). È quindi opportuno far precedere ai circuiti proposti un *convertitore tensione-corrente* (fig. 4.36.) e, qualora questo non possieda sufficienti requisiti di elevata impedenza d'ingresso, viene a sua volta preceduto da un amplificatore separatore (*buffer amplifier*).

In tutti gli schemi presentati, l'amplificatore operazionale con le sue note proprietà, fa in modo che la corrente che circola nel circuito di raddrizzamento (inserito nella rete di reazione) non dipenda dai valori delle resistenze in esso contenute, ma esclusivamente dalla tensione d'ingresso e dalla resistenza R.

Il funzionamento di ciascuno dei circuiti rappresentati segue le stesse modalità di quelli passivi da cui derivano, con migliori prestazioni per ciò che riguarda la linearità, la stabilità con la temperatura e la sensibilità. Riguardo a quest'ultima va notato che nei circuiti passivi il limite inferiore è imposto dalla tensione di soglia V_γ dei diodi (o dal doppio nel circuito a ponte di Graetz) mentre in quelli attivi tale limite viene ridotto di un fattore pari al

(1) È questo il metodo utilizzato nei *tester* per eseguire misure di tensione alternata. Nel migliore dei casi questi strumenti presentano resistenze specifiche in alternata dell'ordine dei 5 kΩ/V, anche utilizzando strumenti da 50 kΩ/V in continua.

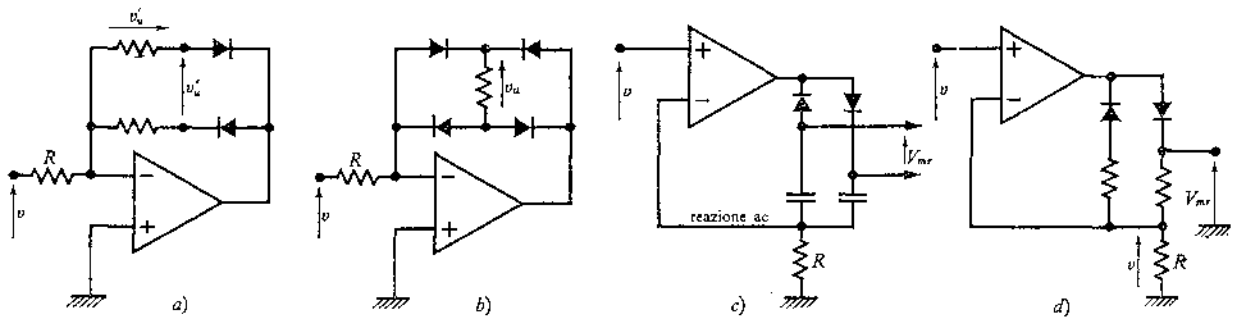


Figura 4.36. Circuiti attivi per la conversione AC-DC a valor medio, realizzati con gli schemi di principio riportati in fig. 4.35.

guadagno a catena aperta A_V (infatti per $v < V_\gamma/A_V$ i diodi della rete di reazione sono praticamente aperti) normalmente molto elevato. Naturalmente non si può pensare di scendere a tensioni piccolissime, perché occorre sempre fare i conti con la tensione di offset dell'amplificatore operazionale, però resta il fatto che si ottiene una sensibilità molto spinta, la più elevata rispetto a quelle che si possono ottenere con i convertitori AC-DC di altri tipi.

Errore di forma

Come si è già detto, il convertitore in esame rileva il valore medio raddrizzato della tensione che si misura, ma fornisce poi il risultato in valore efficace della sinusoide. Questo significa che con la taratura si è introdotto un fattore di scala uguale al fattore di forma della sinusoide ($V_{RMS}/V_{mr} = 1{,}11$).
Non appena la forma d'onda della tensione in ingresso si distacca da quella puramente sinusoidale, quella taratura non è più esatta e quindi il risultato è affetto da un *errore di forma* che dipende dall'ampiezza delle armoniche contenute, dalla fase che presentano rispetto alla fondamentale e dal loro numero d'ordine.
Lo studio di come la distorsione intervenga con un errore nella misura è stato fatto per via analitica, però limitatamente a casi molto semplici e nemmeno molto importanti. Uno studio completo [1] è invece stato portato a termine per via sperimentale ed i risultati ottenuti sono stati riportati in un certo numero di diagrammi dei quali si riportano i più significativi (fig. 4.37.) assieme a qualche commento.
Dal diagramma in *a*) si nota il maggior contributo all'errore della 3ª armonica rispetto alla 2ª (a parità di ampiezza rispetto alla fondamentale, con distorsione d'armonica del 10%), come questo errore sia notevolmente influenzato dall'angolo di fase. Inoltre si vede che, mentre l'errore della 3ª armonica può essere positivo o negativo a seconda dell'angolo di fase, quello della 2ª è sempre negativo, cioè in meno, come si vede chiaramente anche in *c*).
In *b*) è riportato l'andamento dell'errore massimo, cioè il più elevato al variare dell'angolo di fase, per un certo numero di armoniche dispari e quello limite per qualunque armonica pari.
In *c*) invece si vede l'area entro la quale è compreso l'errore (racchiusa dalle curve dell'errore massimo e dell'errore minimo) per la sola 2ª armonica, per la sola 3ª armonica e per una presenza combinata di 2ª e 3ª armonica in rapporto 1:1.
Naturalmente, quando all'ingresso del convertitore vengano applicate tensioni periodiche non sinusoidali, per es. di forma rettangolare, triangolare, ecc., per il *teorema di Fourier* esse possono essere considerate alla stessa stregua di sinusoidi fortemente distorte e vale almeno qualitativamente il discorso precedente. In questi casi può convenire riportarsi al valor medio dividendo il valore letto per 1,11 (eli-

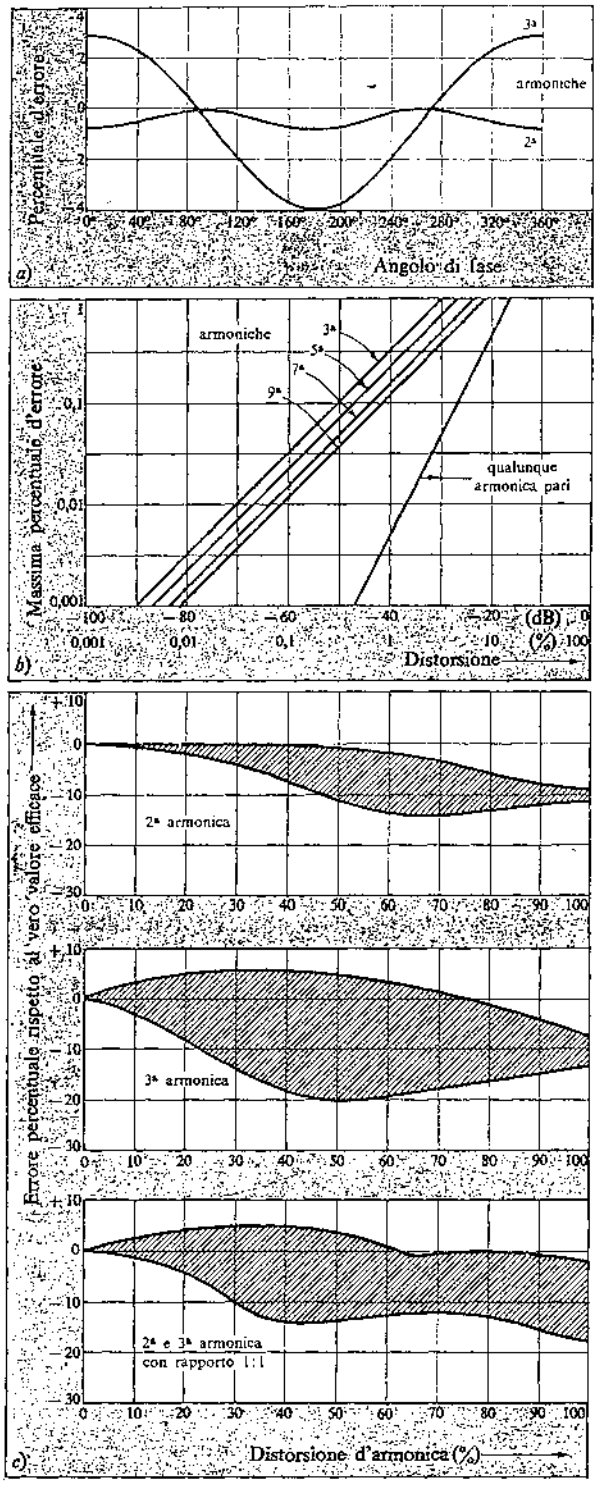


Figura 4.37. Influenza delle armoniche nelle misure con i DVM: *a*) contributo all'errore della 2ª e 3ª armonica in funzione della fase; *b*) andamento degli errori massimi delle armoniche; *c*) esempi di aree delimitate dalle curve degli errori massimo e minimo, entro le quali è compreso l'errore.

[1] B. M. Oliver, *Some Effects of Waveform on VTVM Readings*, Hewlett-Packard Journal, Aprile, Maggio, Giugno 1955.

minando così la taratura in valore efficace della sinusoide) salvo poi ritornare al valore efficace corretto qualora si conosca il fattore di forma della tensione che si misura (tabella in fig. 4.33.).
All'errore di forma può inoltre portare un contributo la presenza di disturbi non correlati col segnale che si vuole misurare, come possono essere quelli dovuti al ronzio e al rumore.
Per quanto riguarda il *ronzio*, se il segnale ha frequenza più elevata e fino a interventi non maggiori del 10%, il convertitore a valor medio tende a ridurre la presenza dei disturbi alla metà di quello che farebbe un convertitore a vero *RMS*.

Esempio. Dato un segnale da misurarsi di 1 V_{eff}, ronzio 10% di quello, cioè 0,1 V_{eff}, un voltmetro a vero valore efficace misurerebbe $\sqrt{1^2+0{,}1^2} \simeq 1{,}005$ V. La stessa misura eseguita con un voltmetro con convertitore a valor medio darebbe invece 1,0025 V.

Ciò significa che il convertitore a valor medio presenta una miglior reiezione del ronzio rispetto a quello *RMS*. Tuttavia se si riconosce a quest'ultimo la lettura « esatta », quella del convertitore a valor medio risulta affetta da un errore di forma dello 0,25%.
Per ciò che riguarda il *rumore* (quando il rapporto *S/N* non sia troppo piccolo), esso non provoca variazioni delle aree comprese all'interno del segnale utile raddrizzato e quindi viene eliminato dall'indicazione finale (fig. 4.38.*a* e *b*).

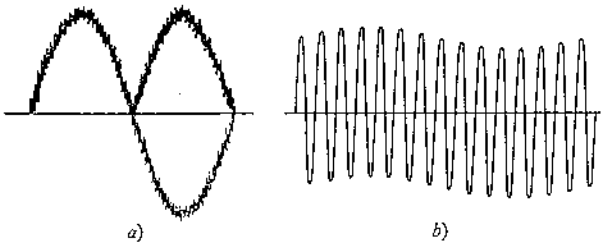


Figura 4.38. Segnale ad elevato rapporto *S/N* in presenza di: *a*) rumore di alta frequenza; *b*) ronzio.

Misura di rumore

Si applichi in ingresso ad un convertitore a valor medio un segnale di rumore di valor efficace *V*. Supponendo che si tratti di un rumore con distribuzione di probabilità $p(v)$ [1] di tipo gaussiano (rumore termico ed entro certi limiti shot e impulsivo), il valore medio raddrizzato può essere calcolato con la formula:

$$V_{mr} = \int_{-\infty}^{\infty} |v| p(v)\, dv$$

e supponendo simmetrico rispetto allo zero l'andamento del rumore,

$$V_{mr} = 2\int_{0}^{\infty} v\, p(v)\, dv .$$

Poiché la distribuzione di tipo gaussiano della probabilità ha un andamento esprimibile con la

$$p(v) = \frac{1}{V(2\pi)^{\frac{1}{2}}} \exp\left[-\frac{v^2}{2V^2}\right],$$

sostituendo questa espressione in quella di V_{mr} si ottiene:

$$V_{mr} = \frac{2}{V(2\pi)^{\frac{1}{2}}} \int_{0}^{\infty} v \exp\left[-\frac{v^2}{2V^2}\right] dv = \frac{2V}{(2\pi)^{\frac{1}{2}}} = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\, V .$$

Il convertitore, a causa della taratura in valore efficace della sinusoide, darebbe una lettura pari a:

$$\sqrt{\frac{2}{\pi}}\, V \times \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = \frac{V\sqrt{\pi}}{2} = 0{,}886\, V$$

minore quindi rispetto al vero valore efficace dell'11,4%.

Convertitore a valore di picco

Serve a misurare il picco (ampiezza massima) del segnale d'ingresso che poi, sulla scala, viene normalmente trasformato nel valore efficace di un segnale sinusoidale, moltiplicandolo per il fattore di cresta.
Il circuito di principio è quello indicato in fig. 4.39., che differisce da quello di un semplice raddrizzatore a valor medio per la presenza di un condensatore di immagazzinamento e per la necessità di avere sempre o ai capi del diodo o del condensatore un carico di valore molto elevato.
Nell'ipotesi che la v abbia andamento rigorosamente sinusoidale e impedenza interna nulla, che i componenti siano ideali e che sia $R_r = \infty$, nel primo 1/4 di periodo il condensatore si carica al valore di picco della tensione d'ingresso e a tale tensione rimane in seguito, non trovando via di scarica. Ai

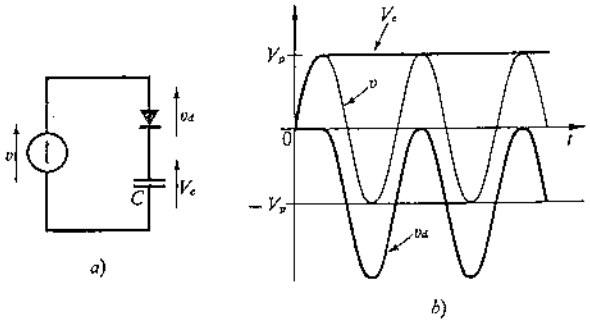


Figura 4.39. Convertitore a valore di picco ideale in regime sinusoidale: *a*) circuito; *b*) forme di onda.

[1] La distribuzione di probabilità $p(v)$ consente di stabilire che $p(v)\,dv$ è la probabilità che la tensione di rumore assuma un valore compreso tra v e $v + dv$.

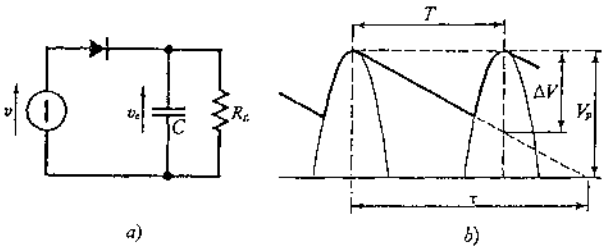


Figura 4.40. Convertitore a valore di picco chiuso su di un carico $R_L \neq \infty$: *a*) circuito; *b*) forma d'onda.

capi del diodo vi è invece la tensione v_d, riportata nella stessa figura, come è facile verificare, se si pensa che

$$v = V_c + v_d \quad \text{da cui} \quad v_d = -V_c + v\,.$$

Nella pratica (fig. 4.40.) la situazione è diversa per la presenza di un carico non infinito: di conseguenza, durante l'intervallo di tempo nel quale il diodo è in interdizione, il condensatore si scarica con costante di tempo $\tau = R_L C$ e quindi la tensione ai suoi capi diminuisce di una quantità ΔV che vale

$$\Delta V \simeq V_p \frac{T}{\tau}$$

ottenuta considerando (fig. 4.40.*b*) la curva di scarica di C coincidente con la tangente nell'origine della curva e la sua durata praticamente uguale a T (il che significa considerare nullo l'intervallo di conduzione del diodo).
La tensione che si misura in uscita non è quindi il valore di picco ma il valor medio V_m della tensione ondulata ai capi di C, e ciò comporta un errore che vale

$$\varepsilon = \frac{V_p - V_m}{V_p} \simeq \frac{\Delta V}{2}\frac{1}{V_p} = \frac{T}{2\tau} = \frac{1}{2\tau f}\,.$$

Da questa relazione si deduce che questo convertitore ha un *limite inferiore di frequenza*: fissata infatti la precisione che si vuole ottenere (cioè l'errore tollerato), con un certo convertitore (cioè con una certa τ), viene ad essere automaticamente individuato il limite di frequenza inferiore f_{min}.
Un altro scostamento rispetto alla condizione teorica è dovuto al fatto che la costante di tempo di carica del condensatore non è nulla, sia perché la resistenza della sorgente non vale mai zero, ma

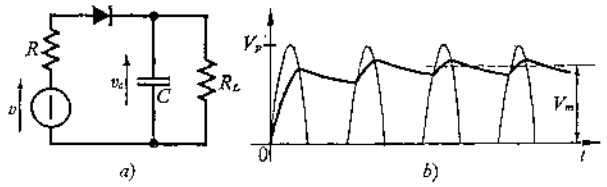


Figura 4.41. Convertitore a valore di picco reale in regime sinusoidale: *a*) circuito; *b*) forma d'onda.

soprattutto perché il diodo rivelatore presenta nell'intorno dello zero una resistenza piuttosto elevata (per il Ge da 20÷500 kΩ e maggiore di 10 MΩ per il Si) *ed è proprio in questa parte di caratteristica che avviene il funzionamento del convertitore a valore di picco.*
Di ciò si può tenere conto inserendo nel circuito (fig. 4.41.) la resistenza R e si può comprendere come la curva della tensione ai capi di C risulti tutta spostata verso il basso e quindi si abbia un errore complessivo maggiore di quello calcolato più sopra. Dopo una prima fase transitoria la tensione in uscita si stabilizza attorno ad un certo livello V_m e viene misurata da un voltmetro in dc.
Concludendo si vede che, a parità di altre condizioni, perché la tensione dc che viene misurata all'uscita approssimi il più possibile il valore di picco, *è necessario che la costante di tempo di carica sia molto piccola e quella di scarica molto grande rispetto al periodo del segnale.*
Un circuito come quello considerato rivela in uscita anche un'eventuale componente continua presente nel segnale in ingresso: ciò in alcuni casi è da considerarsi positivamente, mentre in altri viene evitato ricorrendo al circuito di fig. 4.42. sul quale non si ritiene di soffermarsi. In ogni caso, quando si abbia a che fare con forme d'onda asimmetriche, occorre valutare bene quale circuito adottare. E talvolta il picco positivo è diverso da quello negativo, e possono essere misurati separatamente invertendo i terminali d'ingresso.

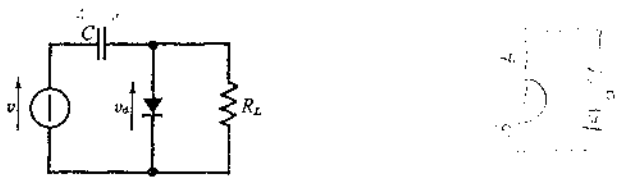


Figura 4.42. Convertitore a valore di picco con blocco dell'eventuale continua di v.

Limiti di funzionamento

Per quanto concerne il campo di frequenza si è già detto quali cause lo limitino inferiormente, a valori di (5÷20) Hz.
L'altra estremità del campo è invece limitata da due cause di errore il cui effetto cresce con la frequenza:
– le *capacità parassite* C_p del circuito e della giunzione del diodo che, assieme alla induttanza dei collegamenti L_p, costituiscono un circuito risonante serie con una risonanza a

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}\,;$$

– il *tempo di transito* all'interno del diodo che, alle frequenze più elevate, diviene paragonabile al periodo della tensione che si misura.

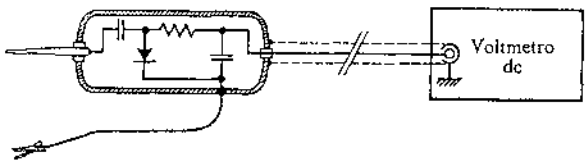


Figura 4.43. Probe per la trasformazione di voltmetro dc in voltmetro di picco.

La prima causa provoca un errore in più, la seconda in meno, ma i due errori si compensano solo parzialmente e per certi valori dell'ampiezza e della frequenza dell'incognita. I costruttori forniscono diagrammi (fig. 4.44.*b*) che aiutano l'operatore ad individuare queste condizioni correggendo, con l'opportuno fattore di scala che rileva, la misura effettuata.
Poiché uno degli aspetti più positivi del convertitore a valore di picco è quello di consentire misure a frequenze molto elevate, i costruttori hanno messo in atto tutti gli accorgimenti per minimizzare le cause limitanti descritte. Prima di tutto si sono racchiusi in un *probe* (fig. 4.43.) tutti i componenti interessati alla R.F., in modo da portarli a brevissima distanza dal circuito su cui si deve eseguire la misura, realizzando così una notevolissima riduzione dei collegamenti e quindi dei conseguenti parametri parassiti.
I diodi utilizzati sono del tipo a ghianda per alta frequenza, con i quali si sono raggiunte frequenze dell'ordine dei 700 MHz. Con diodi a semiconduttore, nei quali le piccolissime dimensioni consentono tempo di transito e capacità parassite minori, il limite di frequenza può arrivare molto oltre il GHz.
Per quanto riguarda la *tensione massima* misurabile, essa coincide con quella massima sopportabile dal diodo in fase inversa (molte centinaia di volt). Una grossa limitazione nel funzionamento di questo convertitore è rappresentata dalla *scarsa sensibilità*: la caratteristica del diodo, così accentuatamente non lineare nel primo tratto della conduzione, preclude la possibilità di misurare tensioni piccole (la portata minima è raramente sotto 0,5 V). Naturalmente è impensabile rimediare a questo inconveniente anteponendo al convertitore un amplificatore, perché così facendo si sarebbe costretti ad una notevole riduzione della frequenza limite superiore.

Impedenza d'ingresso

Come di consueto, si considera composta dal parallelo di una R_i e di una C_i. Quest'ultima è la risultante delle capacità parassite dei componenti e dei collegamenti; nel caso di probe di qualità il suo valore è attorno a (1÷2) pF.
Più complesso è il discorso per quanto riguarda R_i. Non va infatti dimenticato che durante il funzionamento il diodo è polarizzato quasi sempre inversamente e solo per tempi brevissimi passa in conduzione. Si comprende quindi che la resistenza R_i non risulterà costante, ma il suo valore varierà a seconda delle condizioni di regime cui è sottoposto il diodo. Il calcolo di questo andamento è piuttosto complesso e neppure molto significativo.
Bisogna infatti considerare che l'impedenza d'ingresso è importante nei riguardi del *consumo* dello strumento, ovvero della potenza che dissipa prelevandola dal circuito di misura, e quindi il valore della resistenza d'ingresso che entra in questo calcolo energetico non è quella istantanea, ma quella media nel periodo, che si riesce facilmente a calcolare nell'ipotesi di regime sinusoidale a frequenza lontana da quella limite superiore.
Se si considera il circuito della fig. 4.40. e gli andamenti della fig. 4.39.*b* (cioè carico molto elevato), è facile vedere che

$$\frac{V_p^2}{2R_{i_{eq}}} = \frac{V_c^2}{R_L},$$

da cui

$$R_{i_{eq}} = \frac{R_L}{2}\left(\frac{V_p}{V_c}\right)^2 \simeq \frac{R_L}{2}.$$

Considerando invece, in condizioni analoghe, il cir-

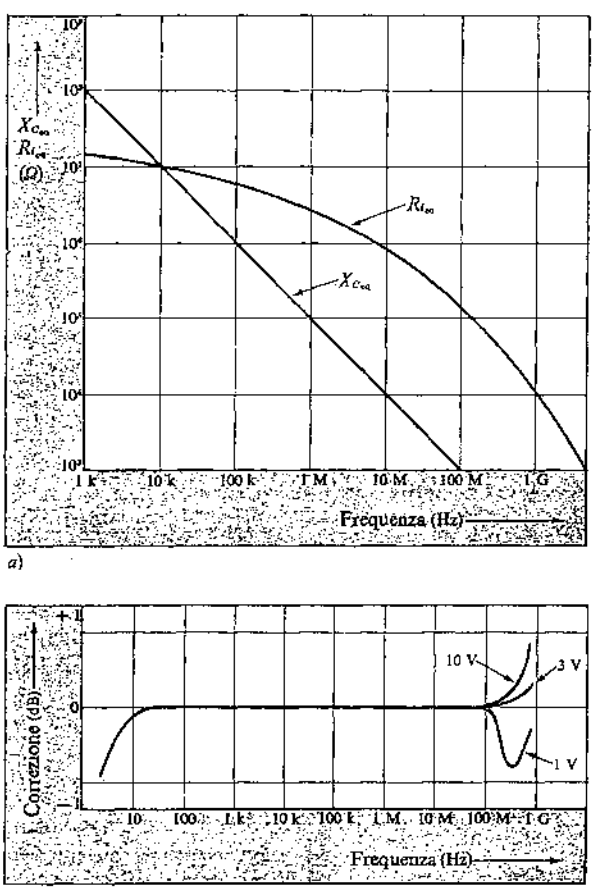


Figura 4.44. Voltmetro a valore di picco. Andamento al variare della frequenza: *a*) dell'impedenza di ingresso; *b*) delle curve di correzione per ovviare agli errori introdotti dai fenomeni parassiti del probe per le piccole portate.

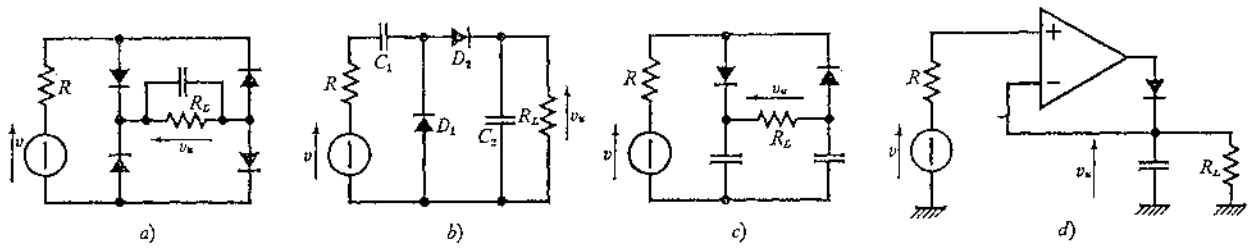


Figura 4.45. Varianti circuitali dei convertitori a valore: *a*) di picco a ponte; *b*) di picco a picco; *c*) di picco a picco a ponte; *d*) di precisione con operazionale.

cuito della fig. 4.42. e l'andamento della v_u indicato nella fig. 4.39.*b*, si vede facilmente che

$$\frac{V_u^2}{2R_{i_{eq}}} = \frac{V_p^2}{R_L} + \frac{V_u^2}{2R_L} = \frac{3}{2}\frac{V_p^2}{R_L},$$

da cui

$$R_{i_{eq}} \simeq \frac{R_L}{3}.$$

Se si considera poi che a questi circuiti segue generalmente un filtro *RC* passa-basso con $R = R_L$, la $R_{i_{eq}}$ complessiva diviene $R_L/4$. Si tratta comunque di calcoli che hanno solo un valore indicativo, perché non tengono conto di tutti i fenomeni a causa dei quali le tensioni in uscita non sono esattamente quelle della fig. 4.39.*b*.
Inoltre il valore di $R_{i_{eq}}$ è costante solo nella parte medio-bassa del campo di frequenza. Procedendo verso l'estremità superiore prende a diminuire per l'influenza non più trascurabile di alcune dissipazioni parassite (dielettrici, isolamenti ...) come risulta dal diagramma di fig. 4.44.*a*.

Varianti circuitali

Oltre che con i semplici circuiti indicati precedentemente, i convertitori a valore di picco vengono realizzati anche con altre configurazioni (fig. 4.45.) che però, essendo realizzati con un numero maggiore di componenti, hanno un campo di frequenza un poco più limitato.
Vale la pena di ricordare lo schema a ponte (*a*), assai simile a quello di un convertitore a valor medio, ma con resistenza della sorgente molto piccola e R_L molto grande rispetto alla resistenza del diodo. Presenta l'inconveniente che per ogni semionda sono in gioco due diodi alla volta e quindi la zona di non linearità viene raddoppiata. Inoltre la tensione d'uscita deve essere avviata ad uno strumento di misura con ingresso fuori massa. Vi sono poi circuiti che consentono la misura della tensione picco a picco: se ne propongono la versione più semplice e quella a ponte (*b*) e (*c*). In (*d*) si fa uso di un operazionale nel quale la tensione di riferimento è la stessa tensione d'uscita continuamente aggiornata. Permette di estendere il limite inferiore di portata di un fattore pari al guadagno a catena aperta dell'operazionale. Naturalmente il campo di frequenza risulta conseguentemente diminuito e occorre tener conto delle sempre presenti tensioni di rumore e deriva che limitano la sensibilità.

Errore di forma

Anche per il convertitore a valore di picco, a causa della taratura in valori efficaci della sinusoide, nella misura di segnali che in qualche modo differiscono da quella forma, si commette un errore rispetto al valore vero che è quello che si otterrebbe utilizzando un convertitore a *RMS*.
Tale scostamento può essere dovuto alla presenza di segnali di disturbo correlati (distorsione armonica) o non correlati (ronzio, rumore) con il segnale utile e ad esso sovrapposti.
Nel primo caso ciascuna armonica dà un contributo di errore che dipende dalla sua ampiezza, fase e numero d'ordine. Nella fig. 4.46. sono riportate le aree entro le quali può cadere l'errore di misura percentuale rispetto al vero valore efficace per la 2ª e la 3ª armonica in funzione della distorsione. Ogni valore di distorsione individua un campo possibile d'errore, delimitato dalla curva dell'errore massimo e da quella dell'errore minimo, a seconda delle diverse situazioni di fase. Risulta chiaramente che si otterrà la massima indicazione del convertitore quando il picco dell'armonica è in fase con quello della

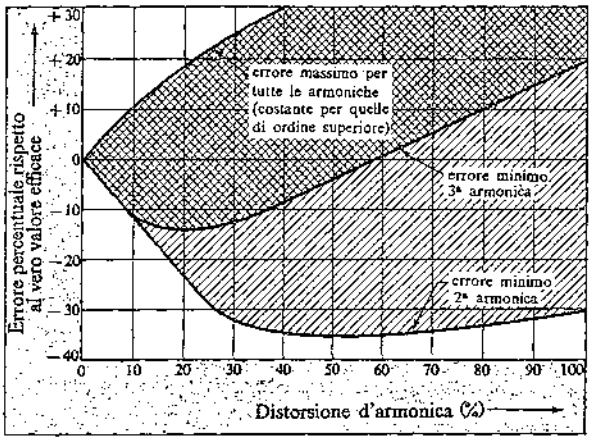


Figura 4.46. Rappresentazione della percentuale d'errore in un convertitore di picco in funzione della distorsione di 2ª, 3ª armonica e di quelle di ordine superiore.

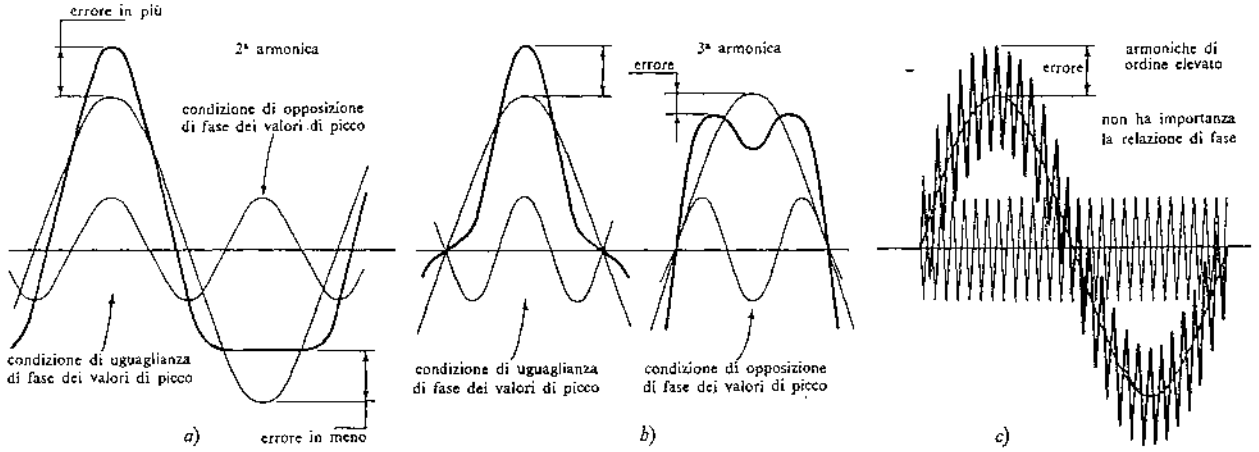

errore in più
2ª armonica
condizione di opposizione di fase dei valori di picco
condizione di uguaglianza di fase dei valori di picco
errore in meno
a)
3ª armonica
errore
condizione di uguaglianza di fase dei valori di picco
condizione di opposizione di fase dei valori di picco
b)
armoniche di ordine elevato
errore
non ha importanza la relazione di fase
c)

Figura 4.47. Influenza della fase delle armoniche sull'errore di misura di un convertitore di picco: *a*) e *b*) di ordine inferiore; *c*) di ordine elevato.

fondamentale, mentre la minima indicazione risulterà in corrispondenza della opposizione di fase dei due valori di cresta (fig. 4.47.).

Esempio. Si supponga di dover misurare una tensione sinusoidale di 1 V con sovrapposta una 3ª armonica del 25% ed in opposizione di fase, utilizzando un convertitore a vero valore efficace, si ha una lettura pari a $\sqrt{1^2 + 0{,}25^2} = 1{,}03$ V con un contributo dell'armonica al valore efficace complessivo del 3%. Eseguendo la misura con un convertitore a valore di picco si sarebbe ottenuto 1,25 V, con un errore rispetto al vero valore efficace del 21%.

Si noti che l'intervallo tra l'errore massimo e l'errore minimo viene via via a diminuire (sino a coincidere con la curva dell'errore massimo) man mano che l'ordine d'armonica si fa più elevato: in queste condizioni la fase non riveste più molta importanza, e l'indicazione che offre il convertitore è la somma dei valori di picco delle due funzioni, analogamente a quanto avviene nella misura di segnali in presenza di rumore.

Analogamente a quanto detto per il convertitore a valor medio, forme d'onda diverse da quella sinusoidale (quadra, triangolare, impulsiva ...) vanno considerate alla stregua di sinusoidi fortemente distorte e quindi vale il discorso fatto precedentemente. In questi casi conviene riportarsi al valore di picco moltiplicando il valore letto per $\sqrt{2}$ (eliminando così la taratura in valore efficace della sinusoide) salvo poi ritornare al valore efficace corretto qualora si conosca il fattore di cresta della tensione che si misura (tabella in fig. 4.33.).

Quanto ai disturbi non correlati (ronzio e rumore), il convertitore a valore di picco somma l'ampiezza massima del segnale a quello dei disturbi. Si supponga il caso di un segnale utile con ampiezza 1,414 V con sovrapposto un ronzio del 10%. Eseguendo la misura con un convertitore a vero valore efficace si sarebbe ottenuto 1,005 V, mentre con un convertitore a valore di picco si avrà una lettura pari a $(1{,}414 + 0{,}141)/\sqrt{2} = 1{,}1$ V, con un errore quindi del 9,5%.

Millivoltmetro a R.F.

Un sostanziale miglioramento dal punto di vista della sensibilità è stato realizzato invece ricorrendo a due convertitori a valore di picco identici (fig. 4.48.), uno di misura ed uno di reazione: al primo è deman-

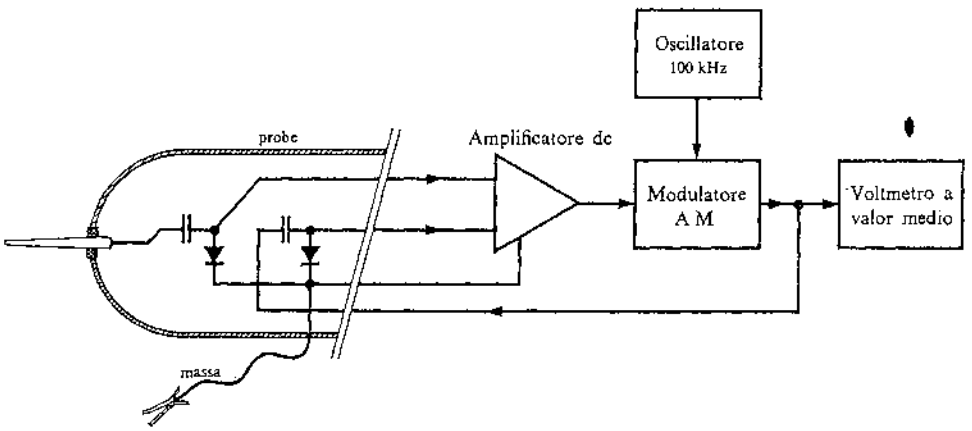


Figura 4.48. Millivoltmetro a R.F.

dato il compito di rivelare il picco della tensione incognita, al secondo quello di una tensione sinusoidale a 100 kHz generata localmente. Le uscite di questi due convertitori sono avviate all'ingresso di un amplificatore differenziale con funzione di rivelatore di zero che provvede a regolare l'ampiezza dell'oscillazione a 100 kHz in modo che la d.d.p. tra i suoi ingressi si annulli. Quando ciò si verifica vuol dire che la tensione di picco incognita coincide con l'ampiezza della oscillazione a 100 kHz che perviene al convertitore di reazione: la misura di questa può avvenire comodamente con un voltmetro a valor medio.
Con una struttura come quella sopra esposta, se si può disporre di una coppia di convertitori con caratteristiche molto simili, il problema della non linearità dei diodi si riduce notevolmente e quindi si realizzano portate minime dell'ordine dei 10 mV a frequenze fino a (500÷700) MHz.

Conclusioni

Il convertitore a valore di picco presenta rispetto agli altri convertitori AC-DC vantaggi e svantaggi.
Tra i primi vanno ricordati la semplicità circuitale e quindi il costo limitato e soprattutto la possibilità di eseguire misure a frequenze molto elevate.
Tra i secondi occorre annoverare la scarsa sensibilità e, qualora la tensione d'ingresso sia distorta, l'eccessivo errore che compie nella misura quando la scala sia tarata in valori efficaci della sinusoide.

Convertitore a quasi valore efficace

Con questi tipi di convertitori si cerca di ottenere un valore il più prossimo possibile a quello vero efficace realizzando una combinazione lineare delle uscite di un convertitore a valor medio e di uno a valore di picco:

$$V_{qRMS} = K_1 V_{mr} + K_2 V_p .$$

La precisione di questo tipo di misura è molto legata ai valori scelti per K_1 e K_2, che dipendono dalla forma d'onda della tensione che si misura. Normalmente vengono aggiustati per tentativi, in modo da dare un buon risultato con ingresso sinusoidale. La presenza di eventuali armoniche porta ad un deterioramento della precisione, particolarmente al variare delle loro fasi.
Nella fig. 4.49. sono riportati due esempi di convertitori di questo tipo. Per quello in *a*) va ricordato che, se R_1 è molto piccola ed R_2 molto grande, risulta un convertitore di picco; se invece R_1 è molto elevata e R_2 piccola, si ha un convertitore a valor medio (1). Scegliendo allora un valore intermedio

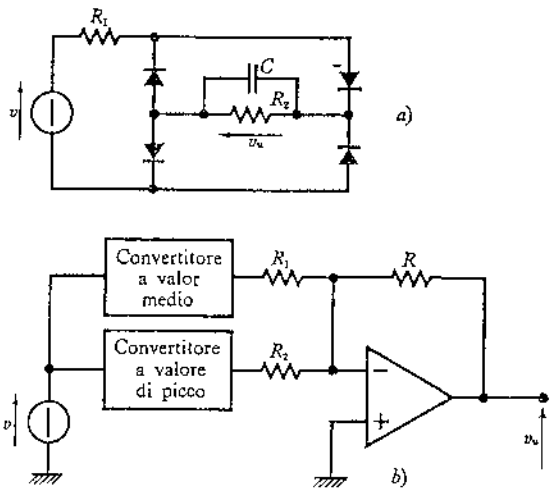


Figura 4.49. Convertitore a quasi valore efficace: *a*) circuito passivo a ponte; *b*) versione attiva.

per R_1 (per es. 1 kΩ) ed un adatto valore per R_2 (2÷4 volte R_1), l'uscita v_u può risultare approssimativamente proporzionale al valore efficace della tensione d'ingresso.
Una realizzazione più accurata e che consente di poter disporre di un campo di linearità più esteso è quella riportata in *b*), nella quale il segnale da misurare viene avviato ad un rivelatore di picco e ad uno a valor medio: le loro uscite combinate linearmente daranno una tensione d'uscita proporzionale al valore efficace del segnale d'ingresso, quando si scelgano oculatamente R_1, R_2, R. Si tratta in ogni caso di un surrogato a basso costo del convertitore *RMS* che non raggiunge grandi precisioni ed ha un campo di frequenza piuttosto limitato. La sua struttura però consente, con semplici commutazioni, di avere con uno stesso strumento le tre indicazioni fondamentali: V_p, V_{mr} e V_{qRMS}, ovviamente su tre scale diverse. Viene utilizzato talvolta in campo telefonico e nelle misure di rumore casuale.

Convertitore a vero valore efficace

Data una tensione $v(t)$ di periodo T e di forma qualunque, si definisce *valore efficace* (V_{eff} o V_{RMS}) l'espressione

$$\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)\,dt} \qquad (4.2.)$$

che coincide con quel valore di tensione continua che provoca sullo stesso carico resistivo un effetto termico uguale a quello prodotto dalla tensione $v(t)$.
Tenendo presente questa definizione ed il *teorema di Fourier* è facile vedere che per una funzione periodica, composta da una componente continua e da un certo numero di armoniche, il valore efficace vale

$$V_{RMS} = \sqrt{V_{dc}^2 + V_1^2 + V_2^2 \ldots + V_n^2}$$

(1) Naturalmente i valori delle R determinano quelli corrispondenti delle costanti di tempo, ed il termine di paragone per tutte è sempre il periodo della tensione di ingresso.

dove V_{dc} è il valor medio e $V_1, V_2, \ldots, V_n$ sono i valori efficaci delle singole armoniche. Qualora fossero presenti più componenti con la stessa frequenza, prima di inserirle nella relazione precedente occorre determinare il valore efficace della loro risultante.

Dalla definizione di valore efficace e dai riflessi energetici ad esso connessi, si trae il punto di partenza per tutte le misure, in quanto sono proprio gli effetti del riscaldamento che forniscono le informazioni da cui risalire alla misura di grandezze di forma e frequenza diversissime.

A questo principio si ispira anche il convertitore AC-DC a vero valore efficace che utilizza come sensore una *termocoppia*.

Termocoppia

È ben noto che, ponendo a contatto due metalli diversi (e quindi con diverse concentrazioni di portatori di carica), alla loro giunzione si crea una f.e.m. il cui segno e la cui intensità dipendono dal tipo di metalli e dalla temperatura della giunzione (*effetto Seebeck*).

Si consideri allora il dispositivo di fig. 4.50.*a* nel quale A e B rappresentano i due metalli. Si possono verificare due casi:

– le giunzioni J_1 e J_2 sono alla stessa temperatura ($T_1 = T_2$), e quindi le f.e.m. che si localizzano risultano uguali ed opposte: nel circuito non circola corrente;

– le giunzioni sono a temperatura diversa ($T_1 \neq T_2$), quindi le f.e.m. differiscono di una quantità dipendente dai materiali e dal salto termico tra le giunzioni: nel circuito circola una corrente nel senso della f.e.m. prevalente.

Qualora invece si realizzi una catena di molti metalli diversi, se tutte le giunzioni sono alla stessa temperatura risulta nulla la somma algebrica delle f.e.m. che si localizzano alle giunzioni, mentre se una sola giunzione ha temperatura diversa, la somma algebrica è pari alla f.e.m. che si avrebbe eliminando tutti i metalli tranne la coppia che converge nella giunzione a temperatura diversa. Su questi principi è basata la realizzazione della termocoppia: *un trasduttore che converte in una f.e.m. continua misurabile la differenza di temperatura* ($T_2 - T_1$) ed è quindi indicata come sensore per termometri e per sistemi di regolazione automatica della temperatura. A seconda del campo di temperatura nel quale può operare, delle dimensioni (e quindi della prontezza di risposta) e della sensibilità, vengono scelti i metalli della coppia.

La f.e.m. termoelettrica ha una dipendenza dalle temperature delle giunzioni che può essere approssimata con la legge

$$e = a(T_2 - T_1) + b(T_2^2 - T_1^2)$$

dove T è la temperatura assoluta in °K ed a e b sono coefficienti che dipendono dai materiali utilizzati nella termocoppia. Con semplici passaggi è possibile esprimere la relazione precedente in funzione del salto termico tra la temperatura della giunzione di misura T_2 e quella di riferimento T_1

$$e = (a + 2bT_1)(T_2 - T_1) + b(T_2 - T_1)^2 .$$

Si tratta di una legge non lineare poiché contiene un termine con la variabile indipendente al quadrato ed il coefficiente del termine lineare non è costante ma dipende dalla temperatura di riferimento.

Va però notato che nei casi pratici b è di 2÷3 ordini di grandezza più piccolo di a e quindi, limitando $T_2 - T_1$ a non più di $\simeq 100°$, se si trascura sia il termine quadratico che l'influenza della temperatura di riferimento si commette un errore che raggiunge l'1% (o poco più).

Convertitore a termocoppia

È realizzato (fig. 4.50.*b*) ponendo la giunzione di misura di una termocoppia a contatto termico con un resistore R che funge da riscaldatore, nel quale viene fatta passare la corrente incognita. Lo scorrere di questa genera una quantità di calore equivalente alla potenza in esso dissipata

$$P = RI_{eff}^2 ,$$

che provoca una variazione proporzionale della temperatura ($T_2 - T_1$) della giunzione di misura: quest'ultima viene trasformata dalla termocoppia in f.e.m. continua.

Si comprende quindi come vi sia una relazione di tipo quadratico entro i limiti sopra accennati tra

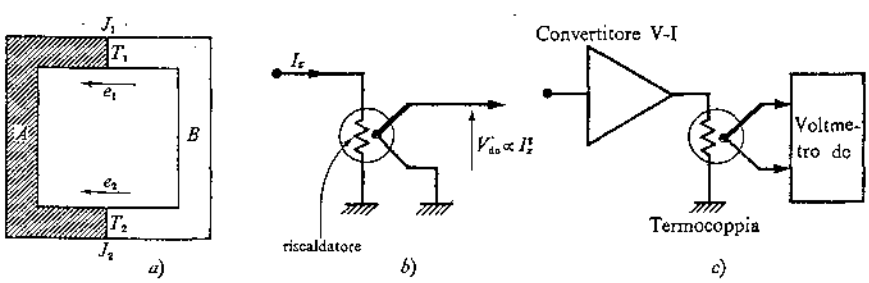


Figura 4.50. Convertitore AC-DC a valore efficace a termocoppia: *a*) coppia bimetallica; *b*) termocoppia; *c*) schema semplificato.

Tabella 4.4. *Termocoppie.*

Tipo	Materiali della coppia	Campo di temperatura in °C	e (mV)	Caratteristiche
J	Ferro--Costantana (Cu-Ni)	$-200 \div +770$	30 ($T_1 = 0$ °C; $T_2 = 500$ °C)	abbastanza economica e molto diffusa
K	Chromel (Ni-Cr)--Alumel (Ni-Mn-Al-Si)	$-200 \div +1350$		di grandi dimensioni
T	Rame--Costantana	$-200 \div +400$	15 ($T_1 = 0$ °C; $T_2 = 320$ °C)	di piccole dimensioni
E	Chromel--Costantana	$-200 \div +1250$	> 70 ($T_1 = 0$ °C; $T_2 = 1000$ °C)	elevata f.e.m. termoelettrica
R	Platino--Platino 87, Rodio 13%	$0 \div +1760$		diffusa in passato, ora le viene preferito il tipo S di prestazioni simili
S	Platino--Platino 90, Rodio 10%	$0 \div +1760$	10 ($T_1 = 0$ °C; $T_2 = 1000$ °C)	molto diffusa, robusta, affidabile, ma costosa e poco sensibile
B	Platino 70, Rodio 30%--Platino 94, Rodio 6%	$+1400 \div +1850$		recente, sostituiscono i tipi R e S alle alte temperature
C	Tungsteno-Tungsteno e Renio (o Iridio)	$0 \div +2400$		per alte temperature

la I_{xeff} e la tensione V_x misurabile ai capi della giunzione fredda (1).

Naturalmente perché la taratura dello strumento sia attendibile a tutte le frequenze comprese nel campo di utilizzazione, a partire dalla continua (alla quale viene normalmente eseguita), occorre che R dipenda il meno possibile dalla frequenza. Ciò è ottenuto ricorrendo a cure particolari nella sua realizzazione (per ridurre l'effetto pelle) ed inoltre ponendo la giunzione di misura non a contatto elettrico con il riscaldatore. Infatti occorre tener presente che lo strumento di misura con la sua notevole massa metallica presenta una grande capacità parassita verso terra, cui corrisponde un'ammettenza assai piccola per la I_x, tale da ridurre, con legge che dipende dalla frequenza, il valore equivalente di R.

Si preferisce quindi distanziare leggermente la termocoppia dal riscaldatore: la capacità parassita che si viene così a formare sarà in genere di valore molto piccolo e risulterà in serie a quella grande dello strumento. In questo modo l'ammettenza si riduce in modo drastico, perché risulta praticamente quella corrispondente a quest'ultima piccola capacità.

Naturalmente questo procedimento riduce la sensibilità del convertitore in quanto occorre più calore per ottenere una certa $T_2 - T_1$. Per economizzare il calore del riscaldatore, il tutto viene racchiuso in un involucro di vetro svuotato: in tal modo vengono notevolmente ridotti gli scambi termici con l'ambiente.

Da tutto quanto è stato detto si comprende che in ogni caso il convertitore a termocoppia è di tipo ampermetrico ed è l'unico strumento atto ad effettuare misure di corrente fino a frequenze dell'ordine del GHz.

Per pervenire alla misura di una tensione incognita occorre anteporre alla termocoppia un adattatore d'impedenza (il convertitore tensione-corrente di fig. 4.50.*c*) ed avviare la f.e.m. in uscita alla termocoppia ad un voltmetro d.c.

Lo schema indicato ha però diversi inconvenienti, che vanno dal richiedere una scala di tipo quadratico al risentire delle variazioni di temperatura ambiente. Per questi motivi si ricorre normalmente a schemi un poco più complessi (fig. 4.51.) che utilizzano una seconda termocoppia, assolutamente identica alla prima e con uguale risposta in frequenza, inserita in un anello di reazione. Nell'ipotesi che l'amplificatore dc sia a guadagno molto elevato, l'equilibrio si realizza quando al suo ingresso la tensione è nulla, il che significa che il valore efficace della corrente che scorre nel riscaldatore della termocoppia di misura è uguale alla corrente in quella di reazione. Si realizza così una proporzionalità diretta tra il valore efficace dell'incognita V_x e la ten-

(1) Per quanto si è detto inizialmente tutte le giunzioni tra materiali diversi (collegamenti, strumento di misura,...) interposti alla giunzione di riferimento della termocoppia non introducono alcuna f.e.m. a patto che siano tutte alla temperatura T_1.

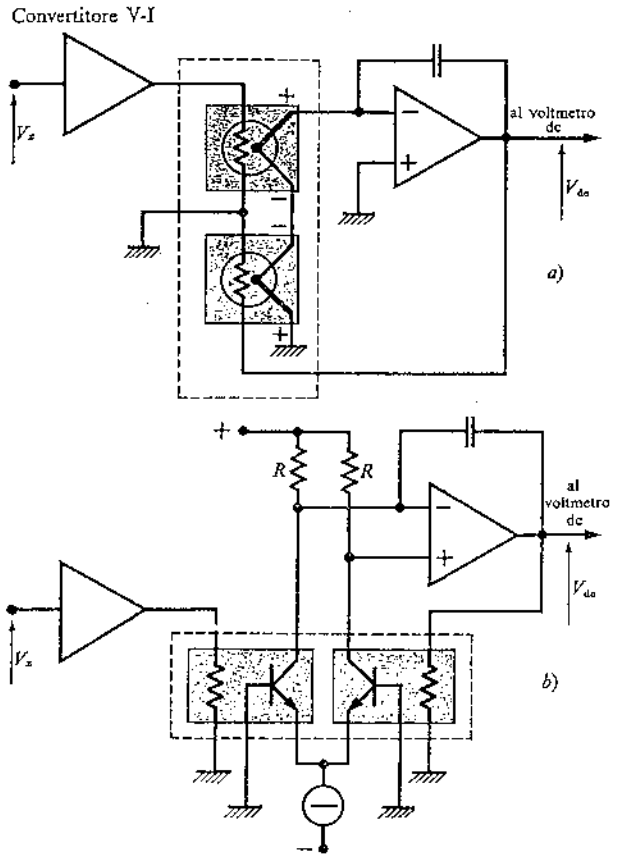


Figura 4.51. Schema completo di convertitore a *RMS*: *a*) con termocoppie; *b*) con coppia di BJT integrati.

sione continua all'uscita del convertitore AC-DC a vero *RMS*. È facile vedere che eventuali variazioni di temperatura ambiente si ripercuotono nella stessa misura su entrambe le termocoppie e, per essere certi che ciò avvenga, esse vengono racchiuse in uno stesso contenitore. Inoltre è assicurata la relazione di proporzionalità lineare tra V_x e V_{dc}.

Poiché con questo metodo la sensibilità dello strumento non supera il centinaio di mV, si ricorre alla disposizione di più termocoppie in serie (*termopile*), le cui giunzioni sono portate alla stessa temperatura da un unico riscaldatore, raggiungendo in tal modo sensibilità dell'ordine della decina di mV.

Convertitore a BJT integrati

Una versione più recente utilizza un sensore costituito da un resistore riscaldatore e un transistore BJT entrambi realizzati in un circuito integrato. La corrente incognita produce nel riscaldatore un effetto termico proporzionale al quadrato del suo valore efficace e la conseguente variazione della temperatura della giunzione base-emettitore provoca una variazione di V_{BE} che si riflette in una modifica della corrente di collettore.

Anche in questo caso la relazione tra la corrente in ingresso e la corrente di collettore non è di tipo lineare ed inoltre intervengono tutti gli inconvenienti già indicati per la termocoppia.

Per questi motivi si ricorre alla struttura differenziale illustrata nella fig. 4.51.*b* il cui funzionamento è analogo a quello indicato a proposito delle termocoppie.

In assenza di V_x la corrente del generatore di corrente costante si ripartisce esattamente nei due sensori determinando una tensione nulla in ingresso all'amplificatore differenziale e quindi anche una tensione nulla in uscita. L'applicazione della V_x provoca un abbassamento di V_{BE}, un aumento di I_c e quindi una diminuzione di V_{CE}: questo segnale, applicato all'ingresso invertente dell'amplificatore, provoca un aumento della sua tensione d'uscita che produce nel sensore di riferimento effetti di riscaldamento tendenti ad annullare la d.d.p. tra gli ingressi dell'amplificatore. A equilibrio raggiunto risulta ovviamente:

$$V_x \propto V_{dc} = V_{RMS}\,.$$

Per un buon funzionamento di questo convertitore è molto importante che i due sensori siano assolutamente identici. Per questo motivo vengono realizzati integrati su di una stessa fettina di silicio e separati soltanto al termine del processo tecnologico in modo che i rispettivi riscaldamenti non si influenzino ed infine racchiusi in uno stesso contenitore perché le variazioni della temperatura ambiente agiscano su entrambi allo stesso modo.

Aspetti caratteristici

Come tutti i dispositivi di tipo termico anche i convertitori a vero valore efficace presentano una notevole *inerzia termica* e quindi richiedono tempi di misura piuttosto lunghi (dell'ordine del s). Questa inerzia tuttavia non costituisce solo un fenomeno dannoso, in quanto realizza l'integrale della potenza dissipata sul riscaldatore (ovvero il suo valor medio), finché la costante di tempo termica risulta molto maggiore del semiperiodo (1) della tensione incognita.

Man mano che si procede verso le basse frequenze la costante di tempo termica diviene sempre più paragonabile al semiperiodo dell'incognita, e quindi la tensione di uscita non risulta più costante, ma prende a seguire le variazioni del segnale, impedendo quindi una lettura precisa.

Ciò comporta una evidente limitazione alle frequenze più basse che si riflette in una interruzione del campo di frequenza dello strumento, localizzata tra la dc e poche decine di Hz.

La costante di tempo complessiva deve essere allora

(1) Si fa riferimento al semiperiodo, anziché al periodo intero, perché nei fenomeni termici ha rilevanza il valore assoluto della grandezza elettrica in giuoco, che presenta quindi una frequenza doppia.

aumentata (anche se con conseguente aumento del tempo di misura) e a ciò contribuisce lo strumento a bobina mobile nei voltmetri analogici o un filtro attivo in quelli numerici, consentendo di spingere la misura fino a circa 10 Hz nei primi e a pochi Hz nei secondi. In questi ultimi, quando non sia necessario utilizzare questo campo di frequenza, è prevista talvolta la possibilità di escludere il filtro per poter eseguire misure più rapide.

Un altro parametro molto importante di questi convertitori è il *fattore di cresta*, definito come il rapporto tra il valore di picco ed il valore efficace di una tensione. Esso consente infatti, a partire dal fondo scala (che è ovviamente tarato in valore efficace), di risalire al valore di picco massimo del segnale applicabile all'ingresso del convertitore tensione-corrente, che corrisponde al limite superiore del suo campo dinamico, e il cui valore non deve essere superato per non incorrere in errori di misura dovuti alle limitazioni introdotte dalle protezioni del convertitore e del sensore di misura.

Supponendo per es. che il costruttore fornisca un fattore di cresta uguale a 10 a f.s., il valore di picco massimo che lo strumento riesce a misurare sarà $10 \times V_{eff\,f.s.}$. In ogni caso, specie per eseguire misure su segnali di forma molto irregolare, è sempre bene verificare su di un oscilloscopio che il loro valore di picco non superi il limite massimo desunto dal fattore di cresta.

Si tenga infine presente che, per gli strumenti che offrono la possibilità di misurare anche la continua, la *taratura* dello strumento avviene proprio utilizzando un campione in continua.

Convertitore a moduli integrati

Da qualche anno sono reperibili in commercio dei moduli integrati che risolvono il problema della conversione a vero valore efficace non più mediante dispositivi di tipo termico, ma ricorrendo al calcolo analogico della formula che definisce il valore efficace di una funzione.

Il circuito indicativo che risolve in questo modo il problema è riportato nella fig. 4.52.: il segnale d'ingresso viene condizionato (cioè viene raddrizzato ad onda intera) quindi avviato ad un amplificatore logaritmico dal quale esce

$$2 \log |v_x|$$

cioè il logaritmo del quadrato del segnale raddrizzato. Questo perviene ad un nodo di confronto assieme al logaritmo del segnale d'uscita V_{dc} dove vengono sottratti; ciò che ne esce,

$$2 \log |v_x| - \log V_{dc} = \log \frac{v_x^2}{V_{dc}},$$

è l'ingresso di un amplificatore antilogaritmico che avrà alla propria uscita

$$\frac{v_x^2}{V_{dc}}.$$

Di questa tensione viene poi eseguita la media in un circuito integratore che ha in uscita la V_{dc}. È allora

$$V_{dc} = \frac{1/T \int_0^T v_x^2(t)\,dt}{V_{dc}}$$

da cui

$$V_{dc}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_x^2(t)\,dt\ ;$$

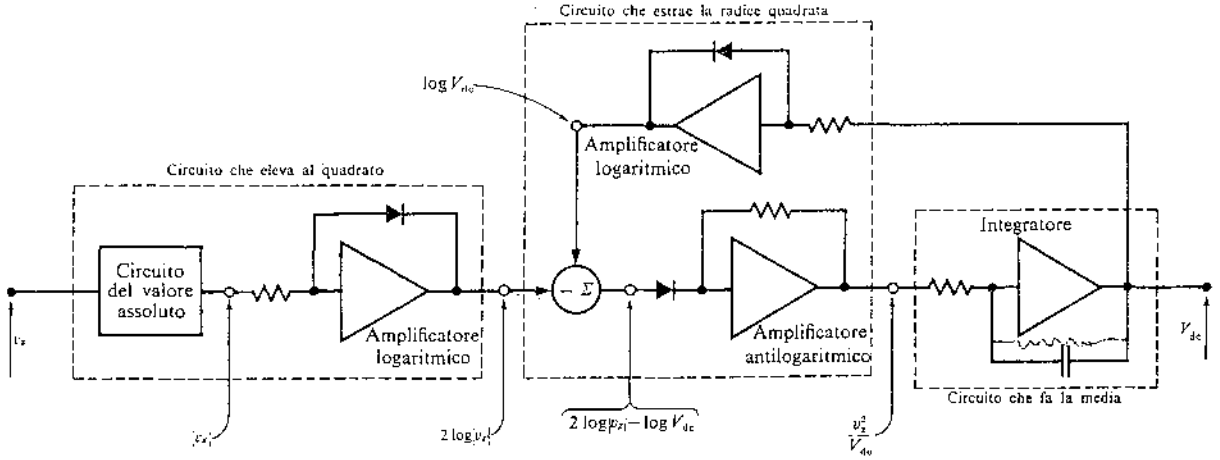


Figura 4.52. Convertitore a vero valore efficace: il valore efficace della tensione d'ingresso è ottenuto tramite il calcolo analogico puntuale della formula $\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_x^2(t)\,dt}$.

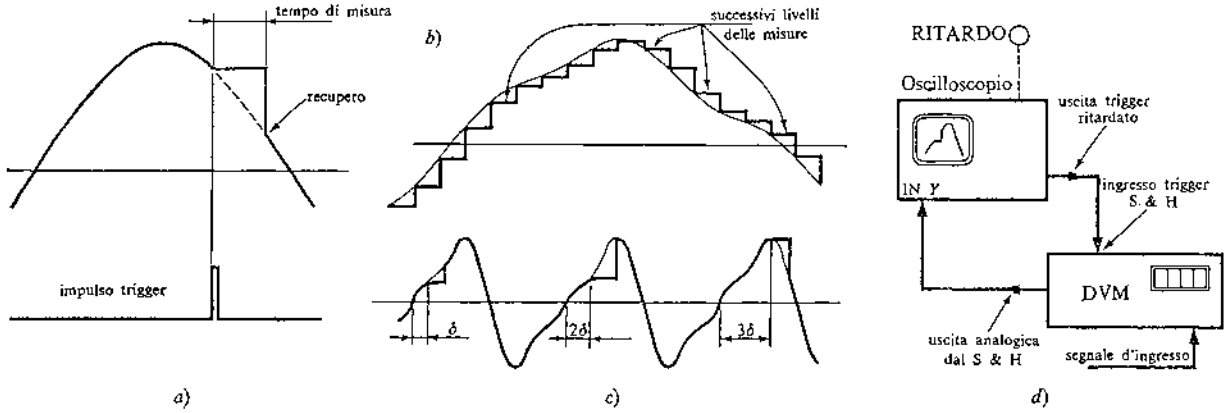


Figura 4.53. Sample & Hold: *a*), *b*), *c*) modi di funzionamento; *d*) funzionamento abbinato ad oscilloscopio con base dei tempi ritardata.

ma allora è

$$V_{dc} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v_x^2(t)\,dt} = V_{RMS}\,.$$

Un convertitore realizzato in questo modo è notevolmente economico, con precisione che è complessivamente compresa tra lo 0,2 e l'1,0% a seconda della frequenza di lavoro, che al massimo arriva al MHz. Il suo tempo di risposta è molto piccolo (pochi ms) che va aumentato artificialmente (aumentando il valore della capacità di integrazione) quando si eseguano misure a frequenze molto basse.

Confronti

Tra i tipi di convertitori proposti, quello a termocoppia risulta notevolmente più costoso, ma permette, a parità delle altre prestazioni, di estendere il campo di frequenza fino ai 100 MHz (1), mentre in quello a semiconduttore tale limite è attorno ai 100 kHz e per quello di tipo analogico difficilmente si supera il MHz.
La precisione, per tutti i tipi considerati, è indicativamente attorno allo 0,5% per il campo di frequenza ad essi comune (100 kHz), e viene progressivamente a deteriorarsi al crescere della frequenza (1% a 1 MHz) sino a portarsi al (5÷10)% verso i 100 MHz per quello a termocoppia. La ragione di questo deterioramento è dovuta, nei tipi termici, alle capacità parassite che acquistano sempre più importanza all'aumentare della frequenza, shuntando dal riscaldatore una corrente via via più elevata, a spese dell'effetto termico. Quello analogico presenta invece i tipici limiti di frequenza degli amplificatori operazionali.

(1) Limitatamente al funzionamento ampermetrico, il campo di frequenza di una termocoppia può arrivare anche al GHz e con minore precisione o con particolari tecnologie anche oltre.

Sample & Hold

In taluni DVM, sul canale per la misura di tensioni continue tra l'attenuatore/amplificatore ed il convertitore A-D, è inserito un circuito *S & H* per consentire la misura di valori istantanei di tensioni variabili. Questo inserimento non riduce né le doti di risoluzione né quelle di velocità del DVM: si limita ad immobilizzare un certo valore istantaneo della forma d'onda per il tempo necessario alla sua misura e, quando ciò sia avvenuto, si affretta a recuperare il valore che nel frattempo la forma d'onda ha assunto (fig. 4.53.*a*). Ciò consente al convertitore A-D di avere al suo ingresso, durante la misura, una tensione continua di valore pari al valore istantaneo in corrispondenza del quale viene avviato al circuito S & H un impulso trigger.
Quando la forma d'onda in esame contenga brusche transizioni (gradini, impulsi ...) i circuiti di ingresso possono provocare ritardi nel raggiungimento del livello di regime, e quindi, per sopperire a questa necessità, è spesso prevista la possibilità di ritardare l'impulso trigger in modo che arrivi in corrispondenza del livello desiderato.
Vi sono tre modi principali di funzionamento diversi, che consentono:

– *Lo studio completo di una forma d'onda in un periodo.* È possibile solamente su forme d'onda variabili non rapidamente e se si dispone di convertitori A-D veloci (per es. con 1000 misure/s): in tal modo il DVM può effettuare un elevato numero di misure che permettono di ricostruire la funzione quando, ad es., l'uscita del DVM sia avviata ad una stampante o ad un registratore (fig. 4.53.*b*). È adatto anche con forme d'onda non ripetitive e molto utile per lo studio di transitori, di segnali in bassa frequenza, di vibrazioni meccaniche, ecc.

– *Lo studio completo di una forma d'onda utilizzando più periodi.* È praticamente il sistema di *campionamento sincrono* per cui i vari campioni vengono prelevati in periodi diversi e spostati via via nel tempo

di uno stesso intervallo δ (fig. 4.53.*c*). Non presenta limitazioni di frequenza né richiede convertitori A-D particolarmente veloci, ma solo la necessità che la forma d'onda sia ripetitiva.

– *Lo studio parziale di una forma d'onda ripetitiva.* È forse il funzionamento più interessante: disponendo di un trigger regolabile nel tempo, è possibile spostarlo in corrispondenza di un punto qualunque della forma d'onda ed eseguirne la misura. In questo modo si possono eseguire misure su valori istantanei particolari (picchi, ventri, discontinuità ...) o di particolari caratteri della forma d'onda (linearità di una rampa, tilt di un impulso ...). Se si dispone di un Oscilloscopio con *base dei tempi ritardata*, lo si può utilizzare in quanto normalmente è prevista un'uscita alla quale prelevare un impulso trigger in corrispondenza dell'inizio della rampa ritardata. Occorre solo inviare all'ingresso dell'Oscilloscopio la tensione in uscita dal S & H e triggerare il S & H con l'impulso d'inizio della rampa ritardata (fig. 4.53.*d*). Agendo sul comando del ritardo, si può esplorare e misurare tutta la forma d'onda punto per punto con grande risoluzione.

3.2. Convertitori corrente-tensione

Lo schema di principio di un *ampermetro elettronico* per dc si ricava da quello riportato nella fig. 4.32., nella quale ad un voltmetro elettronico dc è anteposto un blocco *convertitore corrente-tensione*.
Tra questi, il più semplice e il più largamente utilizzato è un resistore che converte la corrente incognita I_x che lo attraversa nella tensione RI_x ai suoi capi, avviata poi al voltmetro elettronico. Variando il valore di R si possono ottenere le varie portate.
Un convertitore di questo tipo ha l'inconveniente di dar luogo ad un errore di consumo non trascurabile che viene però eliminato in gran parte facendo uso di un convertitore corrente-tensione con amplificatore operazionale (fig. 4.54.). In esso la resistenza d'ingresso diviene estremamente piccola se si considera che vale R/A (per il teorema di Miller) e che il guadagno A è molto elevato.

Prestazioni

L'ampermetro che si ottiene, a meno che non si faccia uso di un microvoltmetro a chopper, non ha prestazioni generali migliori di quelle ottenibili con un normale strumento a bobina mobile (portate di qualche μA).
Per effettuare misure di correnti più piccole (a parte l'utilizzazione di un μvoltmetro a chopper) è necessario fare riferimento a quanto detto nel paragrafo 1.3. a proposito della resistenza della sorgente che di fatto, col rumore che introduce, limita la sensibilità di questi strumenti.
Dall'esame della fig. 4.8. si vede che con lo strumento *A* si arriva ad una portata della decina di nV con resistenza della sorgente di 10 Ω: utilizzando questo valore come resistore di conversione *I-V* si può così realizzare una portata ampermetrica minima dell'ordine del nA.
Per scendere al di sotto di questo limite bisognerebbe aumentare il valore di R mantenendo costante la portata voltmetrica (10 nV): ciò tuttavia non è possibile, perché così facendo aumenterebbe in modo intollerabile il rumore. Sfruttando però il fatto che la tensione di rumore cresce proporzionalmente non a R ma a $\sqrt{R}$, si può aumentare di un fattore 10^n la portata e di un fattore 10^{2n} la resistenza R in modo tale che sia mantenuto inalterato il rapporto S/N. Con questo metodo la portata ampermetrica viene spinta a

$$I_{fs} = \frac{V_{fs} \cdot 10^n}{R \cdot 10^{2n}} = \frac{V_{fs}}{R} \cdot \frac{1}{10^n} .$$

Con $n = 1$ ($V'_{fs} = 100$ nV; $R' = 1$ kΩ), è

$$I'_{fs} = 0{,}1 \text{ nA}$$

con $n = 2$ ($V''_{fs} = 1$ μV; $R'' = 100$ kΩ), è

$$I''_{fs} = 10 \text{ pA} .$$

Non è però possibile procedere oltre 2, perché si verrebbero ad avere resistenze della sorgente così grandi da essere paragonabili a quelle d'ingresso del voltmetro a chopper. Ma già nel caso di $n = 2$, si ha una portata di 10 pA, cui corrisponde una sensibilità di circa 0,1 pA, un ordine di grandezza più piccolo di quella presentata da un galvanometro a riflessione che è delicato ed ingombrante.
Maggiori sensibilità (10^{-16} A) si ottengono con lo stesso procedimento sostituendo il microvoltmetro a chopper con un *voltmetro elettrometrico* che, pur non essendo così sensibile (portate dell'ordine delle decine di μV), ha però una resistenza d'ingresso enormemente più elevata (10^{16} Ω). In questi casi, in cui è richiesto un valore così elevato della resistenza di conversione e tutto il circuito è a elevato livello di resistenze, in ingresso allo strumento si viene a creare una costante di tempo molto elevata per la presenza della capacità parassita che prolunga il tempo necessario per la misura (fino ad alcuni minuti nel caso di correnti piccolissime).

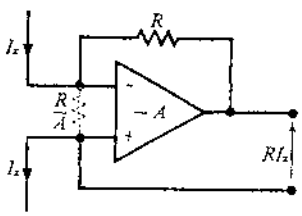


Figura 4.54. Convertitore I-V con operazionale.

3.3. Convertitore resistenza-tensione (Ohmmetro)

Per estendere ad un voltmetro anche la possibilità di effettuare misure di resistenza in continua (*ohmmetro*), occorre rifarsi allo schema a blocchi di fig. 4.32. Il convertitore è generalmente di due tipi, a seconda che lo strumento sia di tipo analogico o numerico.

Convertitore per voltmetro elettronico analogico

Il tipo generalmente adottato in questo strumento ha l'aspetto riportato nella fig. 4.55. Si tratta chiaramente di un circuito a partitore, alimentato da una tensione di riferimento V_R. La relazione tra la tensione V_{dc} in uscita e la resistenza R_x incognita è:

$$V_{dc} = V_R \frac{R_x}{R_x + R} = \frac{V_R}{1 + R/R_x}.$$

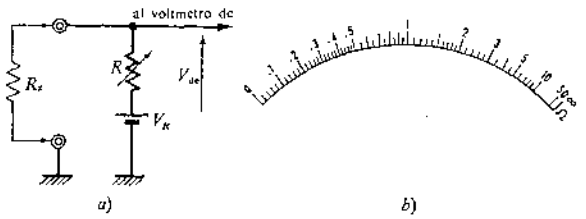


Figura 4.55. Convertitore R-V per voltmetro elettronico analogico: *a*) circuito; *b*) scala degli ohm.

Si tratta chiaramente di una legge non lineare e tale sarà naturalmente anche la scala delle resistenze dello strumento. Supponendo che questo vada a f.s. con una $V_{dc} \simeq V_R$, ciò accadrà con $R_x \gg R$ e quindi in questo punto vi sarà il simbolo $R_x = \infty$. Quando invece $R_x \ll R$, l'indice tende allo zero ($V_{dc} = 0$).
Un punto caratteristico è allora quello a metà scala, cui ovviamente corrisponde il valore $R_x = R$: *è qui che si determinano le portate* assegnando a R opportuni valori decadici.
È importante notare che, per non introdurre eccessivi errori di misura è bene utilizzare solo la parte di scala compresa tra lo zero ed il centro e variare le portate finché l'indice non viene a cadervi dentro. La lettura va poi moltiplicata per un fattore ($\times 1$, $\times 10$, ...) che si legge sul comando di portata.
In ogni caso le misure che si possono eseguire con questo metodo hanno una precisione mai migliore di qualche %.

Convertitore per multimetro numerico (DMM)

Un convertitore come quello precedente non è utilizzabile nei DMM, in quanto questi richiedono una relazione di proporzionalità tra la R_x e la V_{dc}.
Il metodo seguito è invece quello di utilizzare un generatore di corrente costante che alimenta il resistore incognito (fig. 4.56.): la tensione ai capi di questo risulta proporzionale al suo valore e quindi, avviata al convertitore A-D del DMM, può dar luogo ad una lettura diretta in Ω (*a*).
In alcune circostanze il resistore incognito non può essere posto direttamente ai morsetti d'ingresso del DMM e allora, soprattutto alle basse portate (sotto i 10 kΩ), le resistenze r_c dei collegamenti possono introdurre errori inaccettabili. È il caso di misure su trasduttori resistivi (estensimetri, termistori ...) posti in posizioni remote. Per superare questo inconveniente vi sono due possibilità. La prima, di solito adottata in strumenti più economici, è quella di inserire una tensione regolabile di offset che si sommi algebricamente a quella in uscita dal convertitore: sarà allora sufficiente provvedere ad un azzeramento preliminare, ponendo i terminali dei lunghi collegamenti in cortocircuito e quindi regolare la tensione di offset finché non si abbia lettura nulla. In tal modo le resistenze dei collegamenti non intervengono nelle misure.
L'altra soluzione, adottata invece in realizzazioni di maggior pregio, richiede un generatore di corrente costante fuori massa: risulta più costosa, ma consente di eseguire la *misura a 4 morsetti* (*b*), dei quali i due amperometrici servono per addurre la corrente e i due voltmetrici per « sentire » la tensione V_{dc} da avviare al convertitore A-D senza cadute di potenziale sui collegamenti.
La precisione di queste misure dipende naturalmente

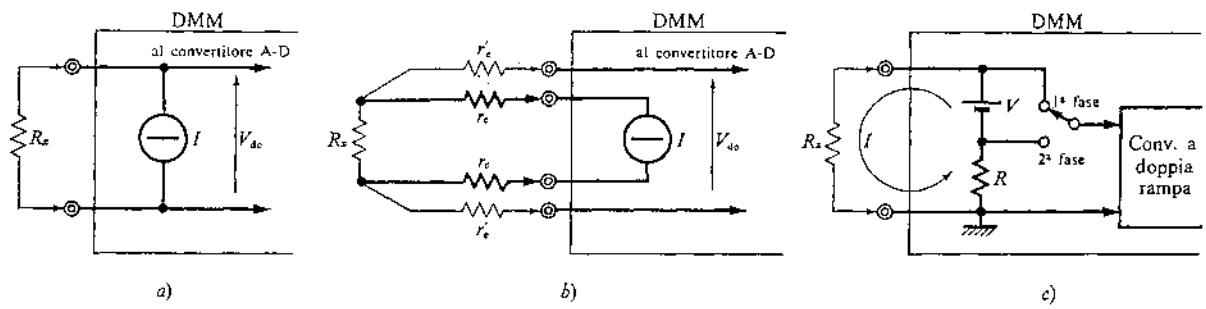


Figura 4.56. Convertitore R-V per DMM: *a*) a due morsetti; *b*) a quattro morsetti; *c*) per DMM a doppia rampa.

dalla stabilità della corrente I e dalla precisione della misura della V_{dc}. Per un campo di resistenze compreso tra 1 Ω e 10 MΩ essa è compresa tra qualche decimo ed il 10% nelle misure a 2 morsetti, tra il centesimo e l'1% in quelle a 4 morsetti.

Il convertitore R-V nei DMM a doppia rampa può essere realizzato in modo molto semplice, più economico, ottenendo anche precisioni migliori (*c*). Come si vede, un generatore di tensione manda una stessa corrente I in R_x ed in un resistore campione R. La tensione ai capi di R_x funge da tensione incognita, mentre quella ai capi di R da tensione di riferimento, nelle due fasi di integrazione, tipiche del funzionamento a doppia rampa. Il risultato che appare sul display risulta quindi proporzionale al rapporto

$$\frac{V_x}{V_R} = \frac{R_x}{R}.$$

In questo modo non è necessario avere un generatore di corrente costante ad elevate prestazioni e quindi costoso: è sufficiente disporre di resistori campioni R con cui realizzare le varie portate.

Particolari circuitali

I circuiti più comunemente adottati sono quelli riportati nella fig. 4.57. In *a*) si vede che, nell'ipotesi di operazionale ideale, la corrente I che attraversa sia R che R_x vale V_R/R e quindi non dipende da R_x.

In *b*) è possibile dimostrare [1] che se è verificata la condizione tra le resistenze indicata in figura, risulta costante la corrente che passa in R_x e quindi non dipenderà da quest'ultima. Questo schema, rispetto a quello in *a*), ha il vantaggio che R_x ha un terminale a massa: in certi DMM si possono misurare solo tensioni riferite a massa.

In *c*) si vede che una stessa corrente I attraversa il resistore incognito e quello campione R. L'amplificatore regola la polarizzazione del FET in modo che il valore assunto da I ponga tra i suoi ingressi una d.d.p. nulla. Raggiunta questa situazione, $I = V_R/R$, e quindi non dipende da R_x. Lo schema riportato è anche protetto contro danni causati dalla accidentale applicazione di una tensione elevata ai morsetti. Se questa tensione è negativa, il diodo D provvede ad interrompere il collegamento, se invece è positiva e più grande di qualche volt, il diodo zener prende a condurre.

Infine in *d*) si ha lo schema più conveniente con convertitori A-D a doppia rampa. Quando S è in 1), si è nella prima fase della misura e viene integrata la tensione $R_x I$, quindi, dopo un tempo prefissato (in genere 100000 conteggi), S passa in 2) e viene integrata la tensione $-RI$ fino allo zero. Il risultato che appare sul display è proporzionale al rapporto di queste due tensioni, e quindi a R_x/R.

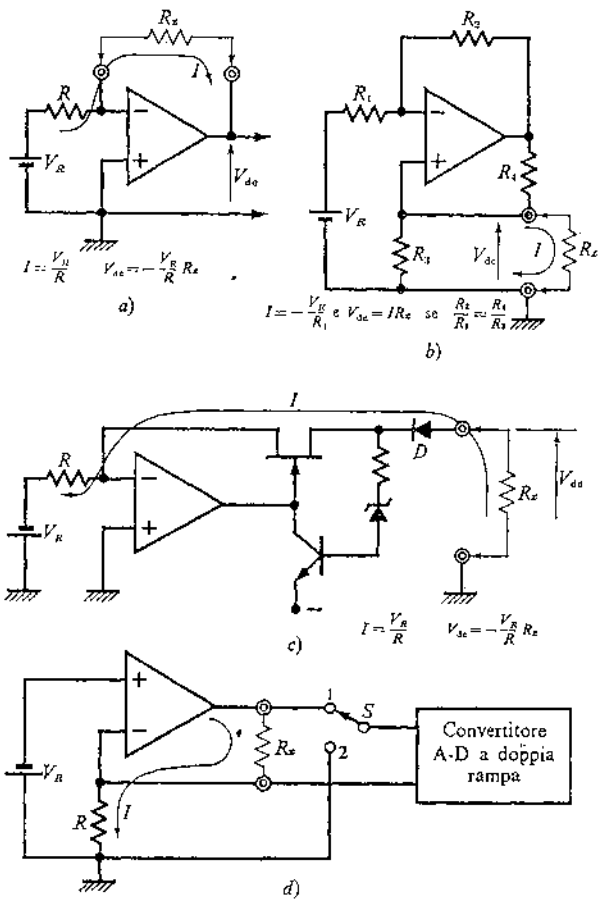


Figura 4.57. Particolari circuitali di convertitori R-V.

Autocalibrazione

L'autocalibrazione nei voltmetri a doppia rampa viene talvolta realizzata come riportato nella fig. 4.58. che si riallaccia allo schema della fig. 4.56.*c*.

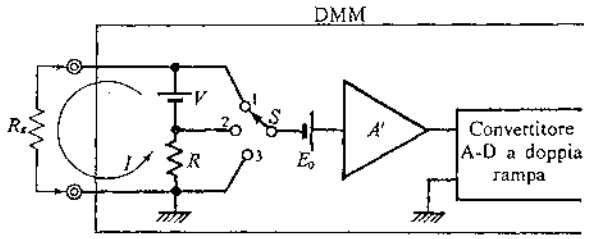


Figura 4.58. Autocalibrazione nella misura di resistenza.

Ricordando quanto si è detto per l'*autozero* nei voltmetri a doppia rampa, con S in 3) la tensione misurata vale $V_{dc3} = A' E_0$, con S in 2) vale $V_{dc2} = (-IR + E_0) A'$, con S in 1) invece, $V_{dc1} = (IR_x + E_0) A'$. Ciò che appare sul display è allora un risultato proporzionale a:

$$\frac{V_{dc1} - V_{dc3}}{V_{dc3} - V_{dc2}} = \frac{(IR_x + E_0) A' - E_0 A'}{A' E_0 (-IR + E_0) A'} = \frac{R_x}{R}$$

---

[1] Vedi Gasparini-Mirri, *op. cit.*, Vol. II, p. 855 e segg.

nella quale E_0 è la tensione di offset e A' il guadagno affetto da errore dell'amplificatore.

Accorgimenti pratici

Quando si eseguano misure di resistenze con multimetri analogici o numerici occorre tener presente alcuni accorgimenti.

– *a*) È importante, in quelli analogici, ricordare che la precisione della misura è molto diversa nei vari punti della scala e quindi è necessario agire sul comando di portata fino a portare, per quanto possibile, l'indice in una zona in cui l'errore è piccolo.

– *b*) Qualora si eseguano misure su di un resistore inserito in un circuito, il risultato che si ottiene non è la sola resistenza incognita, ma quella con in parallelo la resistenza equivalente in continua di tutto il circuito.

Se si misura un resistore di elevato valore, occorre evitare di tenere con le mani i reofori a contatto con i morsetti o con i terminali del multimetro: così facendo infatti, in parallelo all'incognita verrebbe misurata anche la resistenza del corpo dell'operatore, incorrendo in un errore non trascurabile.

– *c*) Il convertitore *R-V*, a seconda dei tipi, applica all'incognita o una tensione o una corrente calibrata: accertarsi che l'incognita sia in grado di sopportarla senza danneggiarsi. Per es. tra *G* e *S* di certi MOSFET la tensione non può superare qualche volt, mentre in alcune portate vi sono multimetri analogici che applicano oltre 20 V.

– *d*) Il convertitore *R-V* può danneggiarsi se vengono applicate ai suoi terminali tensioni o correnti. Gli strumenti hanno in genere adeguati circuiti di protezione, sui quali è bene però non fare troppo affidamento, e che talvolta intervengono con la interruzione di un fusibile. È quindi opportuno, prima di eseguire la misura di resistenza su di un circuito, accertarsi di avere tolto le alimentazioni.

– *e*) In quei multimetri che hanno solo 2 morsetti per tutte le misure, prima di procedere alla misura di una tensione (specie se elevata), verificare che il selettore di funzione non sia nella posizione OHMMETRO.

3.4. Multimetri

Si tratta di strumenti molto diffusi che consentono di eseguire diversi tipi di misura: da quelle di tensione in continua e in alternata, di corrente, di resistenza, ecc. Naturalmente non tutti i multimetri hanno le stesse possibilità di misura: alcuni ne eseguono solo un numero più limitato.

Il vantaggio fondamentale dei multimetri è quello di consentire un risparmio di danaro e di spazio rispetto alla soluzione di un singolo strumento per ogni tipo di misura. Lo svantaggio è quello che le varie misure possibili non possono essere eseguite simultaneamente, ma solo una alla volta in successione. E inoltre talvolta non si riescono a trovare riunite in uno stesso multimetro proprio quelle prestazioni che interessano.

Ad ogni modo, per scopi generali, cioè quando non si debbano eseguire misure speciali, il multimetro è la soluzione più pratica ed economica, e ciò spiega il favore che ha incontrato.

Dal punto di vista della struttura interna, lo si può considerare cresciuto attorno ad un nucleo centrale, che è un voltmetro per dc. In esso infatti tutte le altre misure vengono ricondotte a misure di tensione in continua, grazie all'interposizione di opportuni convertitori. Si tratta in ogni caso di circuiti già diffusamente illustrati nei paragrafi precedenti e quindi ci si limita qui soltanto a prenderne in esame l'organizzazione interna a livello di blocchi.

A titolo di esemplificazione, viene riportato nella

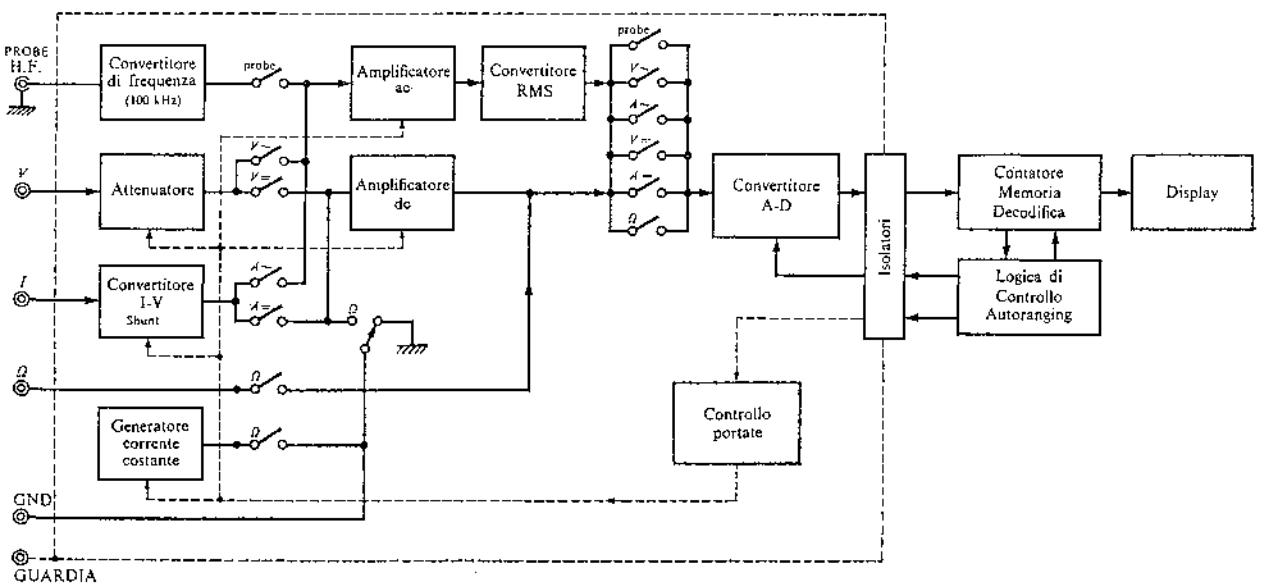


Figura 4.59. Schema semplificato di un DMM.

fig. 4.59. lo schema a blocchi semplificato di un multimetro numerico (1) di buone prestazioni, e soprattutto caratterizzato da un ventaglio di possibilità veramente notevole.
Si vede che lo strumento può essere considerato costituito da due parti: la parte analogica, racchiusa dentro alla *guardia* e quella numerica, per il conteggio, il display e agli organi di controllo, al di fuori. Come è stato detto a suo tempo, la guardia serve a ridurre, e praticamente eliminare, i disturbi dovuti alla rete di alimentazione. Il collegamento tra le parti interne ed esterne alla guardia, è realizzato con isolatori per i quali, nel caso specifico, si sono utilizzati dei fotoaccoppiatori.
Con questo strumento si possono eseguire misure di tensione continua e alternata (2), di corrente continua e alternata, di resistenze.

La misura di tensione in alternata avviene, limitatamente ad un massimo di 100 kHz, con un convertitore a vero valore efficace, realizzato con una coppia integrata di BJT. Per frequenze superiori e fino ad un massimo di 700 MHz, è prevista l'utilizzazione di un probe contenente una coppia di convertitori a valore di picco che fanno capo ad un convertitore di frequenza che riporta la frequenza dell'incognita a 100 kHz, secondo le modalità già viste nel *millivoltmetro a RF*. L'uscita a 100 kHz viene poi misurata tramite il convertitore *RMS*.
Un aspetto interessante di questo DMM è anche l'*autoranging*; la logica relativa interviene nei circuiti di regolazione, comandando l'apertura o la chiusura di interruttori, in questo caso realizzati con relè reed.

(1) Digital RMS Multimeter, mod. PM2527 - Philips.
(2) La possibilità di misura di corrente alternata è assai infrequente nei multimetri. Nello strumento in esame viene prima convertita in tensione alternata e quindi misurata nel modo consueto.

4. Strumenti speciali

Vengono raccolti nei paragrafi seguenti alcuni strumenti costruttivamente diversi da quelli visti in precedenza, non molto diffusi, che però hanno una non indifferente importanza o per il particolare principio di funzionamento e di impiego o per le misure speciali che essi consentono.

4.1. Voltmetro vettoriale a R.F.

È uno strumento un po' particolare che consente di eseguire la misura completa del « vettore tensione » e quindi di apprezzarne sia il valore del modulo che quello dell'argomento, rispetto ad un certo riferimento, in un esteso campo di frequenza (1 ÷ 1000) MHz, con buone doti di risoluzione per entrambe le misure.
Consente una quantità di possibili utilizzazioni: può servire per la misura di parametri complessi, come impedenze, ammettenze, guadagni, perdite di inserzione, coefficienti di riflessione, parametri di quadripoli, funzioni di trasferimento di filtri ... e tutte queste misure possono essere portate a termine con grande facilità, come fosse un voltmetro normale, solo scegliendo la portata più adatta.

Principio di funzionamento

Ci si riferisca allo schema a blocchi di fig. 4.60. Lo strumento è dotato di due probe campionatori, quello (*A*) per il segnale di riferimento, l'altro (*B*) per quello da misurare: in essi avviene la conversione della frequenza in esame f (compresa tra 1 e 1000 MHz) alla frequenza intermedia $f_0 = 20$ kHz.
All'uscita di questo processo di conversione i segnali mantengono, a parte la frequenza, tutti i caratteri originari, ovvero la stessa forma, ampiezza e relazione di fase. Nel caso di segnali non sinusoidali occorre ricordare che la forma si mantiene a patto che il segnale in esame non contenga armoniche importanti a frequenza superiore ai 1000 MHz.
I segnali convertiti vengono avviati ad un'uscita (dalla quale possono essere mandati per un successivo studio a strumenti in grado di funzionare solo in bassa frequenza come Analizzatori d'onda, Distorsimetri, Oscilloscopi di B.F. ...) e anche ad un filtro passa banda (con banda di 1 kHz) che lascia passare la sola fondamentale a 20 kHz. Il filtro viene inserito per impedire che la presenza di armoniche possa influire negativamente sulla misura di ampiezza e di fase e perché con una banda stretta si riduce il rumore all'ingresso degli strumenti indicatori.
In tal modo possono essere misurate alternativamente le ampiezze dei segnali del canale *A* e del canale *B* ed inoltre la loro relazione di fase. Le tensioni continue proporzionali alle deflessioni dei due strumenti sono avviate anch'esse a due uscite, per essere utilizzate in registratori.
La conversione di frequenza che si realizza nei probe

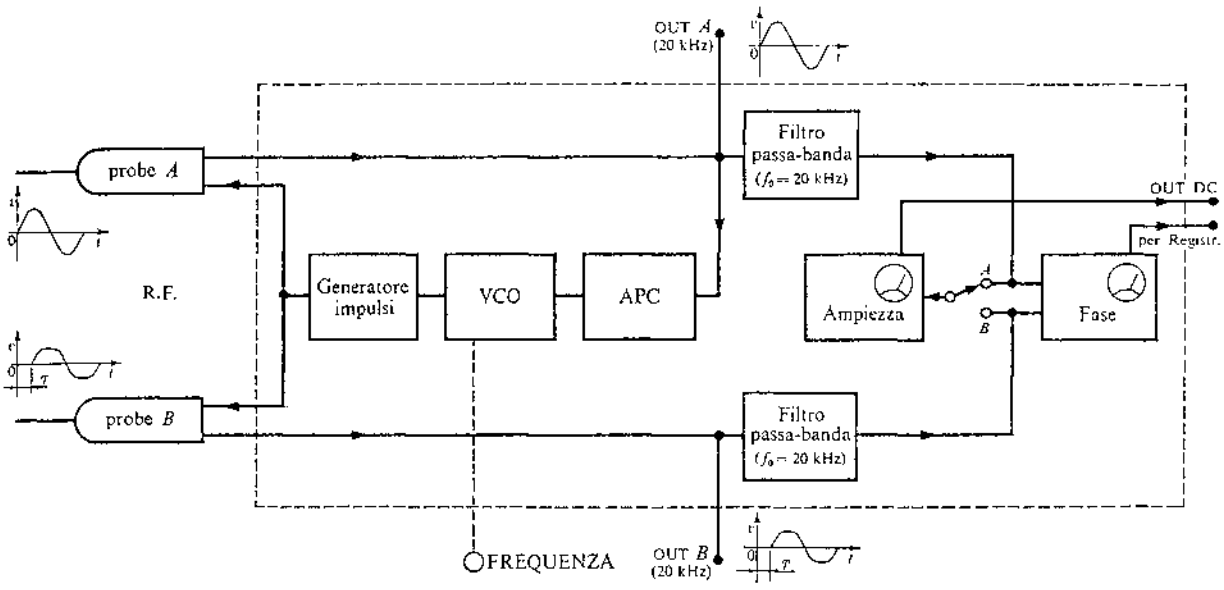


Figura 4.60. Voltmetro vettoriale per R.F.: schema a blocchi.

mediante campionamento, è resa possibile dall'invio, tramite il cavo, di impulsi di campionamento con frequenza $f - f_0$ generati in un oscillatore locale ad accordo variabile regolabile in modo da convertire a f_0 qualunque segnale applicato dall'esterno con frequenza f compresa tra 1 e 1000 MHz. La corretta sintonizzazione dell'oscillatore viene realizzata da un controllo automatico di fase (APC) che provvede inoltre anche a mantenerlo agganciato per tutto il tempo della misura, anche se il segnale esterno dovesse derivare in frequenza.
Si noti che la provenienza comune degli impulsi di campionamento dei due probe è garanzia del mantenimento, a conversione avvenuta, dell'informazione di fase.

Probe

Nei due probe sono contenuti modulatori a campionamento analoghi a quelli visti negli *oscilloscopi campionatori*. Essi funzionano sul principio del campionamento coerente prelevando in successione campioni in periodi diversi ed in corrispondenza di istanti ogni volta ritardati di un intervallo di tempo costante. In tal modo la forma d'onda all'ingresso con frequenza f viene riprodotta fedelmente all'uscita del probe, ma alla frequenza intermedia f_0.
In realtà la forma d'onda risulta costituita da tanti piccoli gradini: la distorsione conseguente però è così piccola da intervenire oltre la 50ª armonica, cioè su armoniche che non hanno praticamente alcuna importanza.
Vi è poi una reazione negativa che provvede a rendere nulle le perdite di conversione (si mantiene in tal modo l'ampiezza) e ad aumentare l'impedenza d'ingresso. Questa ultima è dell'ordine dei 100 kΩ//2,5 pF e può essere portata a 1 MΩ//2 pF, anteponendo al probe un apposito puntale divisore ×10.

Controllo automatico di fase (APC)

Il segnale prelevato dal canale *A*, all'interno dell'APC viene avviato ad un amplificatore-limitatore affinché la sua ampiezza sia sempre la stessa, indipendentemente da quella del segnale d'ingresso. Supponendo che lo strumento sia inizialmente non sintonizzato, questo segnale viene avviato ad un convertitore frequenza-tensione, la cui uscita, integrata (è una rampa), è inviata all'oscillatore ad accordo variabile che serve a controllarne la frequenza di oscillazione.
Una volta avvenuto l'aggancio, il segnale all'ingresso dell'anello risulta esattamente a 20 kHz ed il controllo automatico d'ora innanzi vigila solamente che eventuali variazioni della frequenza del VCO o del segnale non provochino uno scostamento dalla condizione raggiunta.
In questa è verificata la relazione

$$f - nf_{VCO} = \pm 20 \text{ kHz}$$

dove il + sta ad indicare che f è maggiore di nf_{VCO} di 20 kHz (modo non invertito), mentre il segno − sta ad indicare che f è minore di nf_{VCO} di 20 kHz (modo invertito). Soltanto nel primo di questi modi vi è coincidenza tra la fase della R.F. e della F.I., mentre nell'altro vi è opposizione. Un apposito circuito rileva il « modo » e mette di nuovo in moto il circuito di ricerca d'aggancio se quello rilevato risulta invertito.
Il guadagno complessivo dell'APC è proporzionale al numero d'armonica sul quale avviene l'aggancio: viene quindi inserito nell'anello un attenuatore con il quale viene variato il guadagno per portarlo al

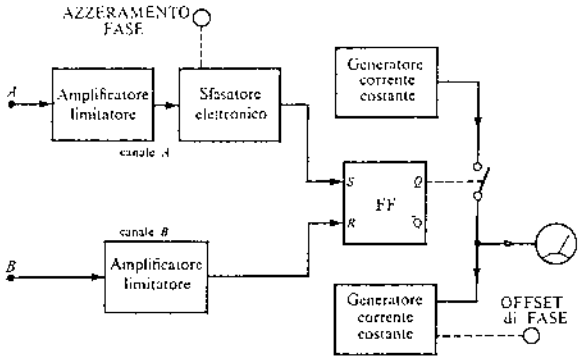


Figura 4.61. Voltmetro vettoriale per R.F.: circuito di misura della fase.

valore ottimo. Infatti deve essere sufficientemente elevato da consentire l'aggancio, ma non troppo da provocare l'innesco di oscillazioni. Il comando dell'attenuatore è chiamato FREQUENCY RANGE.

Misuratore di fase

Il circuito misuratore di fase funziona su principi classici (1), tuttavia è bene soffermarsi su alcuni particolari.

Innanzitutto i segnali provenienti dai canali *A* e *B* vengono mandati a due identici amplificatori-limitatori (fig. 4.61.) perché il risultato della misura di fase non sia influenzato dalle ampiezze. Successivamente vanno rispettivamente agli ingressi *S* e *R* di un flip-flop che a sua volta comanda un interruttore a transistor posto sulla via tra un generatore di corrente costante e uno strumento a bobina mobile: il valor medio della corrente che lo attraversa risulta proporzionale all'angolo di fase.

Per migliorare la risoluzione della misura è previsto un secondo generatore di corrente costante, regolabile a scatti, con il quale è possibile, inviando una corrente costante calibrata ma di senso opposto nello strumento a b.m., realizzare un OFFSET di FASE, cioè far sì che gli pervenga soltanto la corrente differenza delle due, in modo da poter effettuare la lettura su di una scala molto espansa.

Per es., supponendo che l'angolo da misurare sia 123° 30′, una lettura diretta dovrebbe avvenire su una scala che ha 180° come f.s. Ricorrendo invece all'offset di fase, si invia allo strumento indicatore una corrente calibrata pari a quella che da sola provocherebbe l'indicazione di −120°. Così facendo restano da leggere 3° e 30′ che vengono ben risolti su di una scala con f.s. di 6°.

4.2. Voltmetro campionatore

Appartiene anch'esso alla famiglia degli strumenti campionatori assieme all'Oscilloscopio campionatore e al Voltmetro vettoriale.

(1) Vedi pag. 262.

Si tratta sempre di uno strumento nel quale, con il campionamento, un fenomeno che avviene a frequenza molto elevata viene trasferito a frequenza più bassa.

In questo caso però, dato che la ricostruzione fedele della forma d'onda non ha alcuna importanza, ma di essa interessa esclusivamente uno dei soliti parametri caratteristici (valor medio raddrizzato, valore di picco, valore efficace), si può ricorrere al *campionamento incoerente* (fig. 4.62.): in esso i campioni vengono presi con una cadenza irregolare e assolutamente non correlata con quella del segnale d'ingresso. È solo importante che i campioni siano in numero sufficiente: se ciò si verifica, il risultato del campionamento è una forma d'onda i cui parametri caratteristici coincidono statisticamente con quelli della funzione in ingresso.

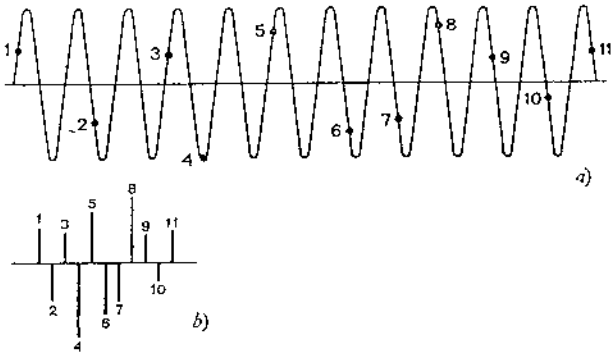


Figura 4.62. Campionamento incoerente: *a*) forma d'onda in ingresso; *b*) risultato del campionamento.

Un metodo di questo tipo consente di realizzare uno strumento più semplice e quindi meno costoso ed inoltre *di eseguire misure anche su forme d'onda non periodiche.*

Occorre ribadire che, per un funzionamento soddisfacente, è importantissimo che non vi sia correlazione tra la cadenza di campionamento e la forma d'onda che si vuole misurare: in caso contrario i campioni avrebbero tutti lo stesso valore e quindi ogni successiva elaborazione statistica (come quella per risalire per es. al valor medio) non potrebbe avvenire.

Lo strumento che ne deriva ha una banda molto estesa (10 kHz÷1 GHz), grande sensibilità e una precisione di qualche % (all'estremità della banda arriva all'8%), dà un'indicazione proporzionale al valor medio raddrizzato, ma la scala dello strumento indicatore è in valore efficace della sinusoide o in dBm su 50 Ω. La portata minore è di 1 mV e consente una risoluzione di 20 μV.

Struttura e principio di funzionamento

Lo strumento possiede una *sonda campionatrice* come quella di fig. 4.63.*a*. La frequenza di campionamento viene generata da un VCO che oscilla ad

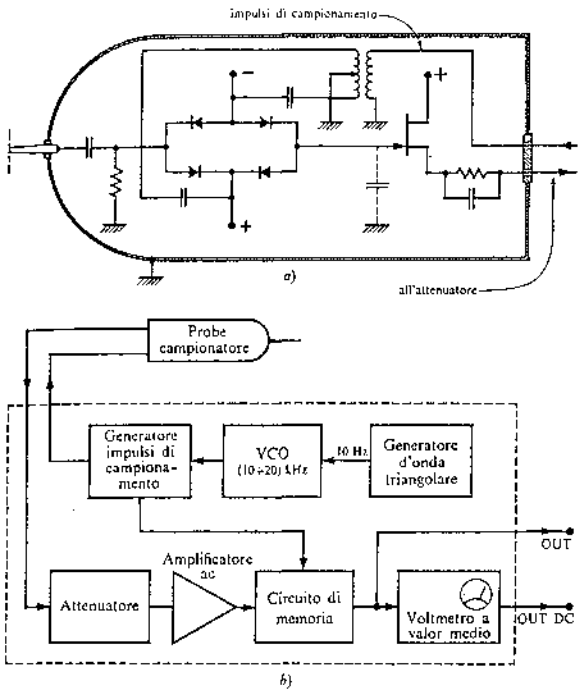


Figura 4.63. Voltmetro campionatore: *a*) probe (per semplicità nel cavo non sono riportati i collegamenti delle alimentazioni); *b*) schema a blocchi.

una frequenza tra (10÷20) kHz: per evitare qualsiasi possibilità di correlazione con quella del segnale d'ingresso, questa frequenza viene fatta variare con continuità applicando al VCO la tensione di controllo di un *generatore d'onda triangolare* a 10 Hz. L'uscita del VCO comanda quindi il *generatore degli impulsi di campionamento* (della durata di 250 ps) che vengono avviati al probe dove mettono in conduzione i diodi del ponte consentendo al condensatore di campionamento di caricarsi ad un livello proporzionale al valore istantaneo della tensione d'ingresso. La funzione del condensatore di campionamento viene normalmente svolta dalla capacità parassita all'ingresso del preamplificatore.
Da questo i campioni vengono mandati ad un *attenuatore* regolabile, ad un *amplificatore in alternata* e quindi ad un *circuito* « Hold » o di *memoria*.
Occorre considerare che i campioni, in tutto questo percorso attraverso circuiti con tempi di salita maggiori, vengono degradati: la loro durata passa dagli iniziali 250 ps a circa 5 μs. Il circuito di memoria viene azzerato per 2 μs, quindi riceve un campione, mantiene all'uscita la sua ampiezza fino a 2 μs prima del successivo campione, viene nuovamente azzerato e così via.
L'uscita del circuito di memoria è quindi un treno di impulsi di bassa frequenza che mantiene non certo la forma, ma i valori di picco, medio ed efficace del segnale d'ingresso, consentendo quindi di eseguirne la misura utilizzando una strumentazione di B.F.
Può anche essere avviata ad un oscilloscopio di B.F. e la sua immagine dare indicazioni sui valori di picco e sull'inviluppo di segnali AM, a patto che in essi la frequenza del segnale modulante sia sufficientemente minore di quella di campionamento.
Lo strumento è poi corredato di un *voltmetro a valor medio* con scala tarata in efficace della sinusoide e con uscita in continua che può risultare utile qualora la si voglia registrare oppure per realizzare con questo voltmetro a campionamento un controllo automatico di livello ad un generatore di segnale a R.F., se questo sia provvisto di un ingresso per la AM. È sufficiente allora avviare al voltmetro campionatore la tensione a R.F. e rimandare al generatore la tensione continua alla sua uscita opportunamente elaborata, per realizzare il voluto livello di ampiezza.

4.3. Voltmetro selettivo

Vedi Analizzatore d'onda.

4.4. Ampermetro a pinza

Si tratta di un ampermetro completamente diverso da quelli sin qui presi in esame, in quanto consente di misurare correnti continue senza interrompere il conduttore nel quale circolano, ma solamente afferrandolo con un apposito probe a pinza come quello rappresentato nella fig. 4.64.*a*. In questo caso però, poiché è impensabile ottenere una f.e.m. indotta al secondario di un trasformatore a partire da un primario percorso da corrente continua, la variazione del flusso viene ottenuta provocando una variazione della riluttanza del circuito magnetico.
Il nucleo è realizzato con una struttura simile a quella di un amplificatore magnetico, mettendo una cura particolare per evitare flussi dispersi.
Nei due avvolgimenti identici, collegati in serie discorde, viene avviato un segnale pilota sinusoidale a frequenza di 20 kHz, la cui ampiezza deve essere sufficiente a provocare la saturazione delle parti di nucleo su cui sono avvolti. In assenza di altre forze magneto-motrici, il circuito è così bilanciato che il flusso generato si richiude completamente secondo il percorso indicato con la linea punteggiata e quindi sull'avvolgimento d'uscita non vi sarà alcuna f.e.m.
La corrente I_x incognita introduce una magnetizzazione continua il cui flusso è indicato con linea tratteggiata, che ad ogni semiperiodo del segnale pilota si somma e si sottrae a quella alternata preesistente nei due rami. In tal modo la riluttanza di questi ultimi risulta notevolmente diversa, il flusso alternativo non si richiude più solamente lungo la linea punteggiata, ma in parte percorre anche il nucleo principale sul quale si trova l'avvolgimento di uscita: in esso verrà quindi indotta una f.e.m. di

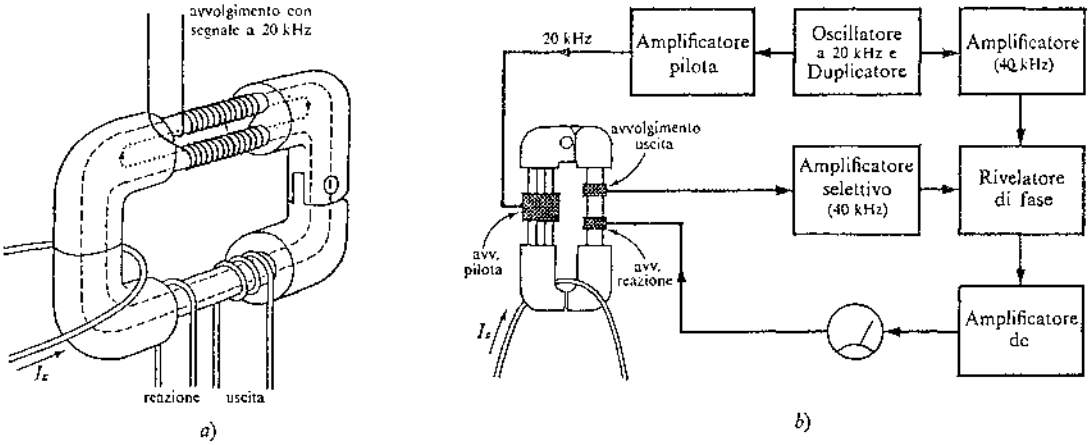


Figura 4.64. Ampermetro a pinza: *a*) struttura del circuito magnetico; *b*) schema a blocchi semplificato.

frequenza doppia di quella del segnale pilota, la cui ampiezza dipende anche dal valore di I_x, ma con legge piuttosto complessa.
L'esigenza di avere scala lineare, di correggere eventuali asimmetrie costruttive, ecc., ha suggerito una struttura in controreazione come quella rappresentata nella fig. 4.64.*b*. Il segnale d'uscita viene avviato a un *rivelatore di fase* che provvederà a dare una continua ad esso proporzionale, che alimenta l'avvolgimento di reazione: il flusso prodotto si oppone a quello generato dalla I_x.
All'equilibrio le amperspire dell'avvolgimento di reazione coincidono praticamente con quelle dovute alla corrente I_x: è quindi dalla misura della corrente di reazione che è possibile risalire a I_x.
È stato usato un rivelatore di fase perché, cambiando di 180° la fase della tensione da rivelare, la continua che ha in uscita cambia di segno: si rivela così anche il segno dell'incognita. In questo modo si realizzano strumenti che hanno portate da 1 mA a 10 A con risoluzione di 50 μA nella portata più sensibile.
La sensibilità può essere aumentata avvolgendo in più spire il conduttore della I_x nel nucleo del probe.
Precisione tipica, 3%.

5. Prestazioni e specifiche

Voltmetri DC

Impedenza d'ingresso

È la prestazione che indica quanto lo strumento carichi il circuito di misura, permettendo di risalire al consumo. In generale non è mai minore di 10 MΩ ed in alcuni casi può arrivare a 10^{10} Ω (nelle portate più basse dei migliori DVM ed in quelle più alte del differenziale) o addirittura a 10^{16} Ω (nei voltmetri elettrometrici).
Negli strumenti da inserire nei sistemi automatici, al cui ingresso vengono applicati con grande rapidità valori diversi di tensioni continue, anche le capacità parassite, che esistono sempre all'ingresso dello strumento tra i vari morsetti, hanno un'importanza notevole, perché, se non riescono a scaricarsi completamente tra una misura e l'altra, possono dar luogo ad errori notevoli. Esse hanno in genere valori inferiori ai 100 pF.

Portate

Sono le tensioni che portano lo strumento a f.s. Per le alte portate il limite è attorno ai 1000 V e dipende dall'isolamento dei circuiti d'ingresso; per quelle più basse il limite è dovuto alla deriva o al rumore (a seconda delle tecniche costruttive) che debbono risultare molto più piccoli della minima tensione misurabile per non peggiorare le prestazioni generali di precisione. Per questi motivi la portata minima vale orientativamente:
– alcune centinaia di mV nei voltmetri ad amplificatore;
– alcune decine di mV nei millivoltmetri ad amplificatore;
– dai μV ad alcune decine di nV nei voltmetri a chopper, utilizzati anche nei voltmetri differenziali ed in quelli elettrometrici.
Negli strumenti numerici di buona qualità (5-6 cifre) la portata minima è 0,1 V, mentre in quelli di

3-4 cifre scende a 10 mV: in ogni caso è sempre presente un *fuori portata* (*overrange*), come nella nota 2 a pag. 192.

Risoluzione e sensibilità

La risoluzione è la più piccola variazione del segnale d'ingresso che lo strumento riesce a rivelare, rapportata al f.s.: è quindi un numero puro.
Negli strumenti analogici viene utilizzata per effettuare la suddivisione della scala ed è espressa come rapporto tra il numero di divisioni della scala e l'unità o con il suo inverso in % o ancora in ppm del f.s. nei differenziali.
Negli strumenti numerici il numero di cifre del display è già di per sé indice della risoluzione: poiché in questi strumenti la più piccola variazione apprezzabile è 1 digit della cifra meno significativa, la risoluzione viene espressa normalmente o come rapporto tra il numero massimo di conteggi (escludendo generalmente l'overrange) ed il digit o come il suo inverso espresso in %.
La *sensibilità* è invece un numero con le dimensioni della grandezza che si sta misurando e rappresenta la più piccola variazione dell'incognita, rilevabile con quello strumento nella portata minore. È facile vedere la corrispondenza tra la sensibilità e la risoluzione in quest'ultima portata: ciò porta spesso ad un uso indiscriminato ed improprio di queste due prestazioni.

Esempi. Per uno *strumento analogico* con scala divisa in 100 parti, la risoluzione può essere espressa con 100:1 oppure con 1%; se le sue portate sono 300 V, 100 V, ..., 100 mV, la sensibilità vale 1 mV, corrispondente (in questa che è la portata minore) alla risoluzione. Nei voltmetri differenziali, la risoluzione viene espressa, per es., con 1 ppm, e se la portata minore è di 1 mV, la sensibilità corrispondente è 1 nV.
Negli *strumenti numerici*, supponendo che il display sia 5 cifre, la risoluzione può essere espressa con 100000:1 oppure con 0,001%, mentre la sensibilità, se la portata minore è 100 mV, vale $0{,}001\% \times 100 \cdot 10^{-3} = 1\ \mu V$.

Precisione - Stabilità (ACCURATEZZA)

La *precisione* è la specifica che indica l'errore che si compie, scarto tra il valore rilevato nella misura eseguita con lo strumento e quella effettuata con uno strumento di qualità nettamente superiore che ha funzione di campione calibratore.
Nella sua indicazione debbono essere specificate le condizioni ambientali nelle quali è avvenuta la misura e per quanto tempo si può ritenere valida la calibrazione, dando luogo così alla specifica di *stabilità*, che può essere *a lungo termine* (1, 3, 6, 12 mesi e per variazioni di temperatura di ± 5 °C) che viene considerata quando si facciano misure « assolute », cioè rapportate al campione; oppure *a breve termine* (24 ore e per variazioni di temperatura di ± 1 °C) quando interessino misure « relative ».
Le indicazioni di stabilità vengono fornite solo per strumenti di pregio, mentre per quelli di scarsa precisione è riferita ad 1 anno o del tutto omessa.
Poiché però le prestazioni di precisione degradano col trascorrere del tempo, per poter utilizzare gli strumenti al massimo delle loro possibilità, è necessario che le operazioni di calibrazione avvengano frequentemente.
Come già detto a pag. 183, questo errore è esprimibile come somma di due termini, dei quali il primo (a valore assoluto costante), può essere espresso in uno o più dei modi seguenti:

- x% della portata (o del f.s.) =

$$= 100 \frac{\text{valore misurato} - \text{valore vero}}{\text{valore di f.s.}};$$

- x unità (digit) della cifra meno significativa del display;

- x volt = valore misurato − valore vero;

il secondo, invece, dipendente dalla lettura (con valore relativo costante), si esprime con:

- x% della lettura =

$$= 100 \frac{\text{valore misurato} - \text{valore vero}}{\text{valore vero}}.$$

Al primo termine appartengono l'errore di classe, quello dovuto alle tensioni di offset e di deriva ..., al secondo l'errore dovuto alle variazioni del guadagno complessivo del sistema di misura (attenuatori, amplificatori, ecc.).
Naturalmente all'operatore interessa una valutazione complessiva dell'errore che si compie nella misura: può pervenire a questo risultato o per via analitica (come mostrato negli esempi che seguono) o utilizzando un diagramma nel quale sono riportate le prestazioni limite per DVM a 4 e a 5 cifre e quella di strumenti analogici con precisione 2% (fig. 4.65.).

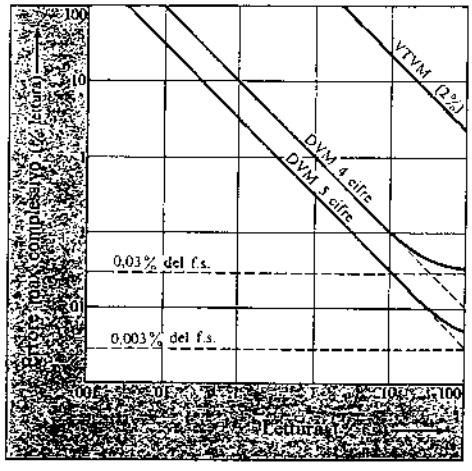


Figura 4.65. Andamento limite dell'errore per un VTVM (2%) e per DVM a 4 e 5 cifre (per 30 giorni). Per voltmetri numerici oltre alla risultante sono riportate le curve componenti (tratteggiate).

Nelle apparecchiature analogiche, che normalmente non sono molto precise, il primo termine è nettamente prevalente e quindi la corrispondente specifica viene espressa come % del f.s. (per es. 2%) che rappresenta l'errore assoluto costante per ciascuna portata. Nei voltmetri differenziali, che sono invece molto precisi, vengono indicati entrambi i termini, perché ognuno di essi prevale sull'altro alle due estremità del campo di misura.

Esempio. Una specifica di precisione per 90 giorni (per un differenziale) è:

$\pm$ (0,008% della lettura + 0,0004% della portata + 1 μV)

dove quest'ultimo termine è dovuto alla sensibilità dello strumento di zero ed è dello stesso tipo del secondo. Supponendo che lo strumento abbia portate comprese tra 1 mV e 1000 V e di dover misurare una tensione di 335 V, ci si pone nella portata di 1000 V: gli errori assoluti saranno allora

$\pm$ (0,027 V + 0,004 V + 1 μV) $\simeq \pm$ 0,031 V

che dà luogo ad un errore complessivo dello 0,009%, praticamente coincidente con lo 0,008% della lettura.
Nel caso invece in cui si debbano misurare 20 μV (mettendosi ovviamente nella portata 1 mV), il computo degli errori assoluti è il seguente:

$\pm$ (1,6 nV + 4 nV + 1 μV) $\simeq \pm$ 1 μV

errore pari al 5%, dovuto esclusivamente allo strumento di zero.

Per ciò che riguarda i DVM, per uno strumento di buona qualità ($5\frac{1}{2}$ cifre), una specifica di precisione (sempre per 90 giorni) può essere:

$\pm$(0,007% della lettura + 4 digit)

dove l'indicazione di 4 digit è sull'ultima delle 5 cifre, equivalente ad un errore (4/100000)100 = 0,004% della portata.

Esempio. Un DVM con specifiche di precisione come quelle sopra indicate ha portate che vanno da 0,1 V a 1000 V. Dovendo eseguire con questo strumento le stesse misure dell'esempio precedente, gli errori assoluti saranno:

– quando si misurano 335 V (nella portata 1000 V),

$\pm$ (0,023 V + 0,04 V) = 0,063 V

che dà luogo ad un errore complessivo dello 0,02%;

– quando si misurano 20 μV, nella portata 0,1 V,

$\pm$ (1,4 nV + 4 μV) $\simeq \pm$ 4 μV

che dà luogo ad un errore pari al 20%.

Confrontando i risultati delle misure dei due esempi, si può riaffermare quanto già anticipato, e cioè che il miglior DVM presenta una precisione complessiva che è circa 1/3 di quella di un voltmetro differenziale.

Coefficiente di temperatura

È la variazione di precisione per grado (°C) di variazione di temperatura rispetto a quella specificata. Nei voltmetri numerici, per es., è tipicamente

$\pm$(0,0035% della lettura + 0,001% della portata)/°C.

In quelli analogici spesso questa specifica è limitata all'affermazione che lo strumento mantiene la sua precisione se la temperatura non eccede il campo 0-50 °C.

Velocità di risposta

È il tempo richiesto allo strumento, qualora al suo ingresso sia applicato un gradino ideale pari al f.s., a portarsi entro i limiti della sua precisione.
Negli analogici coincide con il tempo di risposta dello strumento a b.m. (attorno al secondo), tranne che per i voltmetri differenziali nei quali è determinante il tempo di risposta dell'operatore.
Nei DVM il tempo di risposta è costituito da due parti: il tempo richiesto dal convertitore A-D (*settling time*) e quello occorrente ai circuiti numerici (*digitization time*). Il primo dipende dalla tecnica di conversione adottata e in alcuni convertitori che non integrano e senza filtri può essere inferiore al ms; in questi casi si possono realizzare anche 1000 letture/s.
Naturalmente l'integrazione o la presenza di filtri aumenta questo tempo e quindi si hanno velocità di risposta non superiori a 50 misure/s.
Un'altra causa di diminuzione della velocità di risposta è l'*autoranging*, in quanto lo strumento perviene al risultato definitivo dopo alcuni tentativi.
Il *generatore di cadenza di campionamento*, contenuto nella logica di controllo, regola la frequenza delle misure o ad un valore pari alla velocità di risposta o, con controllo esterno, a velocità minore, secondo le esigenze dell'operatore.
È poi necessario tener conto che il passaggio ad una condizione diversa in ingresso (maggior filtraggio o alla misura in ac) può richiedere un tempo di risposta maggiore e quindi le prime letture non risulteranno corrette. Ciò non è molto dannoso quando lo strumento sia utilizzato per misure manuali: l'operatore attenderà che al display appaia un risultato stabile. Potrebbe invece provocare inconvenienti in DVM inseriti in sistemi automatici di misura: in questi casi è previsto l'inserimento di un ritardo automatico, per cui il primo risultato cui si perviene è già quello definitivo.

Reiezione di modo normale (NMR)

È la capacità del voltmetro di ridurre gli effetti di eventuali disturbi alternativi sovrapposti (in serie) alla tensione dc che si deve misurare. Viene specificata tramite il rapporto (espresso in dB) tra la tensione di picco del disturbo e l'errore (in volt di picco) della lettura ad esso corrispondente, per ogni frequenza del disturbo.

Per es., applicando all'ingresso una tensione di 10 V di picco a frequenza di rete, se ciò provoca un picco di tensione di 10 mV al display, la specifica risultante è

NMR a 50 Hz = 60 dB.

Reiezione di modo comune (CMR)

È la capacità del voltmetro di ridurre gli effetti dei disturbi esistenti tra le masse dello strumento e della sorgente che, a causa di uno sbilanciamento nei valori resistivi dei collegamenti, possono riflettersi in un disturbo di modo normale.
Viene specificata tramite il rapporto, espresso in dB, tra la tensione di picco del disturbo (inserito tra gli estremi dei collegamenti e massa) e l'errore (sempre in volt di picco della lettura) per ogni valore di frequenza del disturbo e dello sbilanciamento resistivo tra i collegamenti (in genere 1 kΩ, ma talvolta anche 100 Ω).

Per es., se si applica un disturbo di 10 V rispettivamente in continua e a 50 Hz e nei due casi sul display appare 1 μV e 0,1 μV, la specifica sarà del tipo:

CMR in dc = 140 dB
a 50 Hz = 160 dB

con 1 kΩ di sbilanciamento sul collegamento al morsetto *L*.

Talvolta ciò che è specificato qui sopra viene chiamato *reiezione effettiva di modo comune* (ECMR) ed è praticamente uguale alla somma di due termini: la *pura reiezione di modo comune* (PCMR) che è quella che avviene per effetto della guardia nel passaggio tra disturbo di modo comune e quello di modo normale, e la *reiezione di modo normale* (NMR) che provoca quel certo errore sul display. Questa situazione è ben chiarita dai diagrammi della fig. 4.66.

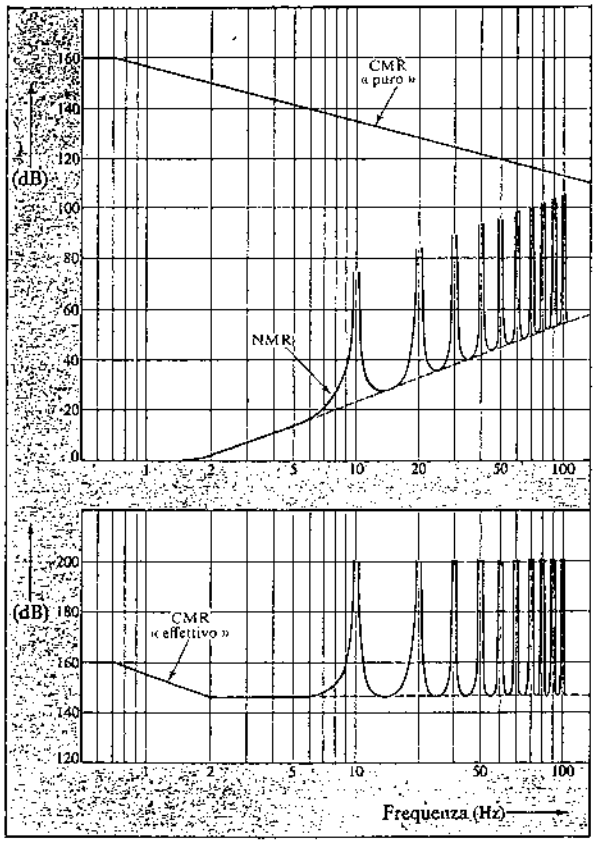


Figura 4.66. Relazione tra CMR « puro », NMR e CMR « effettivo ».

Rumore

Si indicano con *rumore* (*noise*) in modo generico disturbi *generati all'interno dello strumento* e che provocano alterazioni nella indicazione dell'indice negli strumenti analogici o incertezza nella cifra meno significativa nei DVM. Viene normalmente specificato solo nei voltmetri molto sensibili, per es. con l'indicazione $< 0{,}3\ \mu V_{p\text{-}p}$ con ingresso in c.c.

Possibilità operative

Vengono infine fornite indicazioni varie che vanno dalla presenza di automatismi (autozero, autoranging ...) alla possibilità di programmazione remota e di inserimento dello strumento in un sistema automatico di misura, alla disponibilità di una uscita analogica (da utilizzarsi per es. per un registratore) o di una numerica (per un registratore, una stampante ...).

Voltmetri AC

Alcune delle seguenti specifiche sono particolarmente concise perché per esse valgono le considerazioni fatte a proposito delle specifiche dei voltmetri dc.

Impedenza d'ingresso

(Come nei voltmetri dc).

Portate

Valori comuni *per voltmetri analogici* sono:

da 1 mV a 300 V in 12 portate con sequenza 1, 3, 10;

oppure

da — 50 dB a + 60 dB in 12 portate con gradini di 10 dB.

Per i voltmetri numerici invece:

da 1 V a 1000 V in 4 portate decadiche con 50 % di overrange tranne che nella massima portata.

Tipo di convertitore

(A valor medio, di picco, a *quasi RMS*, o a *RMS*).

Campo di frequenza

È sostanzialmente legato al tipo di convertitore utilizzato. Per convertitori *RMS* normalmente si può arrivare a 1 MHz o anche a 100 MHz. Il limite inferiore attorno ai (10÷20) Hz. Talvolta è possibile la misura della continua, ma in ogni caso non delle bassissime frequenze.

Per convertitori a valore di picco, 20 Hz÷700 MHz. Per quelli a valor medio, 10 Hz÷1 MHz.

Massime possibilità d'ingresso

Viene data la tensione limite (in valore efficace) che può essere applicata tra i due terminali *H* e *L* e talvolta anche il *prodotto V·Hz* che naturalmente deve essere in accordo con le specifiche di portata e di campo di frequenza. Il senso di questo prodotto è collegato alle possibilità di slew-rate degli amplificatori e, se superato, determina il risultato della misura su di una forma d'onda diversa da quella all'ingresso, e quindi si commette un errore. Tipicamente 1200 V_{eff} sono il valore massimo applicabile, ma in ogni caso $< 2{,}5 \cdot 10^5$ V·Hz.

Tempo di risposta

Per strumenti analogici è attorno ad 1 s tranne che per quelli a *RMS* nei quali è in genere maggiore da 2 a 10 volte.
Per strumenti numerici viene specificato (per es. < 2 s) per arrivare ad un valore che differisce meno dello 0,3% da quello finale, oppure 20 conteggi (il maggiore dei due); oppure come velocità di lettura, per es. 1,5 letture al secondo.

Per le specifiche di:

Sensibilità, Risoluzione, Reiezione di modo normale, Reiezione di modo comune, Rumore, Coefficiente di temperatura, vedi Voltmetro dc.

Precisione

Nello stabilire la precisione di una misura in ac occorre procedere ad uno studio preliminare.
Controllare che la fondamentale e le principali armoniche della tensione che si vuole misurare cadano nel campo di frequenza dello strumento. Inoltre non debbono essere superati il fattore di cresta ed il prodotto V·Hz dello strumento e tutte quelle condizioni richieste ad un corretto uso dello strumento.
Se tutto questo è in regola, la determinazione della precisione per tensione d'ingresso sinusoidale, avviene come nei voltmetri dc, tranne che ora essa varia nelle diverse parti del campo di frequenza.
Se la forma d'onda non è sinusoidale, intervengono altri errori di cui si è trattato diffusamente nelle pagine precedenti.
Qualora si conosca lo sviluppo in serie di Fourier della tensione d'ingresso, il risultato della misura non è altro che la radice quadrata della somma dei quadrati di ogni armonica ± l'errore corrispondente.
Per uno strumento analogico può essere:

±5% da 10÷50 Hz; ±0,75% da 50 Hz a 1 MHz; ±2% da 1 a 2 MHz; ±3% da 2 a 3 MHz; ±5% da 3 a 10 MHz.

Mentre per uno numerico di (5÷6) cifre (1) può essere:

±0,005%+50 digit da 30 Hz a 20 kHz; ±0,5%+ +100 digit tra 20 kHz e 100 kHz; ±2%+250 digit tra 100 kHz e 250 kHz; ±5%+500 digit tra 250 kHz e 500 kHz; ±6%+2000 digit tra 500 kHz e 1 MHz.

Fattore di cresta

È il rapporto tra il valore di picco e il valore efficace della tensione in ingresso, che non deve essere superato se non si vuole incorrere in errori dovuti alla limitazione dei picchi delle forma d'onda. Valori tipici sono 5:1 e 10:1.

Ampermetri

Alcune specifiche sono simili a quelle viste per voltmetri dc e ac.

Impedenza d'ingresso

È l'ostacolo che lo strumento oppone al passaggio della corrente che si misura: è causa di perturbazione nel circuito sotto prova e dà luogo ad un errore di consumo.
Negli ampermetri solo per dc, viene data la resistenza d'ingresso che varia con la portata (da qualche decimo di Ω alle portate più alte a qualche migliaio di Ω alle più basse). Per strumenti particolari per piccolissime correnti può salire fino ad 1 MΩ.
In quelli anche per ac viene fornita l'impedenza (per es. 1÷1,5 Ω) che normalmente è costante in ogni portata.

Caduta di tensione

Alternativamente alla impedenza d'ingresso viene talvolta fornita dal costruttore la caduta di tensione (*voltage burden*).

Esempio. 0,25 V_{RMS} massimi, tranne che 0,7 V_{RMS} massimi nella portata di 2 A.

Ohmmetri

Configurazione

Viene specificato se lo strumento è atto ad eseguire misure anche a 4 morsetti o solo a 2 e se questi sono entrambi fuori massa.

Portate

Sulla scala degli strumenti analogici elettronici, a sinistra vi è lo zero, a destra l'infinito. A metà scala l'indicazione che, moltiplicata per un fattore ripor-

(1) Si vede chiaramente dai dati sottoriportati che, per questa misura, il numero di cifre del display è sovrabbondante, cioè la precisione è troppo scarsa nei confronti della risoluzione.

tato sul comando RANGE, dà il valore della portata.
Molto spesso questa indicazione è 1.

Esempio. Da 10 Ω a 10 MΩ in sette portate decadiche.

In quelli numerici, come per le altre funzioni.

Esempio. 7 portate decadiche da 20 Ω a 20 MΩ (100% di overrange).

Precisione

Negli strumenti analogici la scala è non lineare e quindi la precisione dipende in modo sostanziale dalla posizione in cui avviene la lettura.

Esempio. Da zero al centro scala: ±5% della lettura o ± il 2% del centro scala (il più grande dei due); dal centro scala a 2: ±7%; dal 2 al 3: ±8%; da 3 a 5: ±9%; da 5 a 10: ±10%.

Negli strumenti numerici (per 1 anno, tra 15° e 30 °C e con il 95% di umidità):

nella portata di 20 Ω: ±(0,5% della lettura + 10 digit);

nelle portate da 200 Ω a 2 MΩ: ±(0,2% della lettura + 2 digit);

nella portata di 20 MΩ: ±(0,8% della lettura + 2 digit).

Coefficiente di temperatura

È specificato solo negli strumenti più precisi. Nel caso dello strumento numerico precedente, per gli intervalli tra 0° e 15 °C e tra 30° e 55 °C, vale:

nelle portate 20 Ω ÷ 2 MΩ: ±(0,04% della lettura + 0,2 digit)/°C;

nella portata 20 MΩ: ±(0,18% della lettura ÷ ÷ 0,2 digit)/°C.

Corrente nell'incognita nei DMM

È la corrente che un generatore di corrente costante fa circolare nel resistore incognito durante la misura ed ha un valore che dipende dalla portata, come indicato nella seguente tabella.

Tabella 4.5. *Correnti dell'ohmmetro.*

(Ω)	10	100	1 k	10 k	100 k	1 M	10 M
(μA)	10^4	10^3	10^3	100	10	1	0,1
(V)	0,1	0,1	1	1	1	1	1

Tensione a vuoto

Tra i morsetti dell'ohmmetro, quando siano a vuoto, il generatore di corrente stabilisce una certa d.d.p., in parte dipendente dalla portata. Valori tipici sono riportati in tab. 4.5.

Protezione sovraccarichi

È nota la delicatezza del circuito ohmmetrico quando siano applicate dall'esterno tensioni ai suoi morsetti. Tutti gli strumenti sono provvisti di circuiti di protezione che sono in grado di sopportare una tensione massima specificata.

Esempio. ±350 V (dc+ac di picco); oppure 250 V_{RMS}.

6. Contatore numerico (frequenzimetro)

È uno strumento relativamente recente; inizialmente era ingombrante e costoso, ora invece, grazie soprattutto alla tecnica dei circuiti integrati, è diventato di ridotte dimensioni e di costo contenuto. Si è quindi molto diffuso anche a causa della facilità d'uso, della comodità di lettura sul display numerico e soprattutto della grande versatilità che gli consente di eseguire misure:
- della frequenza del segnale d'ingresso;
- del periodo del segnale d'ingresso;
- del rapporto tra le frequenze di due segnali inviati agli ingressi;
- di intervalli di tempo;
- di eventi.

Si comprende quindi come sia più appropriata la definizione « contatore numerico » (*digital counter*) piuttosto dell'assai più restrittiva, anche se più comune, « frequenzimetro ».
Da un punto di vista costruttivo l'aspetto saliente di questo strumento è la *flessibilità*: esso è infatti costituito da un numero limitato di blocchi che è possibile, mediante commutazioni, interconnettere in modi diversi, realizzando così quella versatilità di cui si è parlato.
Inoltre, nei modelli di maggior pregio, la flessibilità è aumentata dalla struttura a *plug-in*, con la quale se ne possono estendere le prestazioni di frequenza e quelle di precisione nelle misure di intervalli di tempo (plug-in voltmetrico) (1).

(1) Vedi misure di tempo, pag. 254.

6.1. Modi di funzionamento

Prima di affrontare lo studio complessivo della struttura dello strumento, per ciò che riguarda i circuiti e le loro interconnessioni, appare opportuno illustrare i singoli *modi di funzionamento*. Essi sono:

- *misura di frequenza;*
- *misura di periodo;*
- *misura di rapporto;*
- *misura di intervallo di tempo.*

Misura di frequenza

Il punto di partenza di questa misura è la definizione stessa di frequenza, ovvero

$$f = n/\Delta t$$

dove n è il numero di periodi del segnale di cui si vuole misurare la frequenza e Δt l'intervallo di tempo nel quale si esegue la misura. Naturalmente si tratta di *valor medio della frequenza* in Δt.
Per realizzare questa misura i blocchi circuitali contenuti all'interno del contatore vengono interconnessi secondo lo schema riportato nella fig. 4.67.
Il segnale entra nei *circuiti d'ingresso* nei quali viene «condizionato» cioè la sua ampiezza viene adattata alla sensibilità di un trigger che successivamente provvede a trasformarlo in un segnale «standard», di forma squadrata con ampiezza e tempi di salita opportuni e frequenza immutata. Così, sotto forma di impulsi, il segnale perviene all'ingresso del *gate*, che è un circuito AND. Questo ha anche un secondo ingresso al quale giunge un segnale di gate: per tutta la sua durata, gli impulsi provenienti dal circuito d'ingresso possono attraversare l'AND, essere contati, e il risultato di questo conteggio apparire sul *display*.
Il segnale di gate proviene dalla base dei tempi, costituita da un *oscillatore a cristallo* (la cui frequenza in genere vale 1 MHz, 5 MHz oppure 10 MHz), da un gruppo di *divisori* $\times 10$ ed infine da un *flip-flop di gate*.

Esempio. Se l'oscillatore è ad 1 MHz, i divisori dividono per 10^6, l'uscita è un'onda quadra a 1 Hz e l'uscita dal flip-flop un gate della durata di 1 s. In tal modo, se sul display appare il numero 237, significa che il segnale d'ingresso ha una frequenza di 237 Hz, perché nell'intervallo di apertura del gate (che è 1 s) sono stati contati 237 periodi.
Se invece il segnale di gate fosse stato di 1 ms (1 MHz/10^3) la lettura sul display 237 significherebbe 237 kHz, infatti

$$f = \frac{237}{10^{-3}}\ \text{Hz} = 237\ \text{kHz}\,.$$

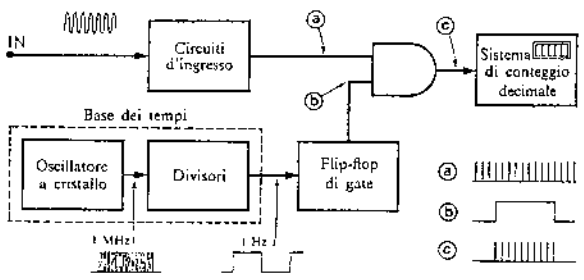


Figura 4.67. Contatore numerico: configurazione dello schema a blocchi per la misura di frequenza.

Misura di periodo

In questo caso il *gate* è mantenuto aperto per un intervallo di tempo pari (o multiplo) al periodo del segnale d'ingresso (fig. 4.68.). È infatti quest'ultimo che, dopo essere stato condizionato, comanda il *flip-flop di gate*.
Durante il tempo d'apertura vengono contati gli impulsi provenienti dalla base dei tempi ed il risultato di questo conteggio appare sul *display*: conoscendo il periodo degli impulsi della base dei tempi si perviene al periodo del segnale d'ingresso.

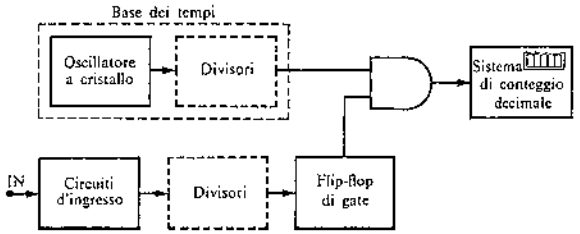


Figura 4.68. Contatore numerico: configurazione dello schema a blocchi per la misura di periodo.

Esempio. Se sono stati contati 357 impulsi la cui frequenza di ripetizione è di 1 MHz/100 = 10 kHz, corrispondente ad un periodo di 0,1 ms, il periodo del segnale d'ingresso risulta:

$$T_x = 357 \times 0{,}1 \cdot 10^{-3} = 35{,}7\ \text{ms}$$

ed appare sul display, completo di virgola ed unità di misura.

Per accrescere la precisione, la misura può essere fatta su un numero elevato di periodi, dividendo poi per questo numero (*periodo medio*). Per far ciò il segnale, dopo essere stato condizionato, va ad un gruppo di divisori per 10 e quindi al flip-flop di gate. In tal modo quest'ultimo resta aperto per un tempo multiplo decadico del periodo.

Naturalmente, tutti gli interventi di divisori decadici vengono automaticamente segnalati sul display con spostamenti di virgola o variazioni dell'unità di misura (ms, s, Hz, kHz, ...).

Misura di rapporto

Si utilizza quando interessa conoscere il rapporto tra le frequenze o i periodi di due segnali (fig. 4.69.);

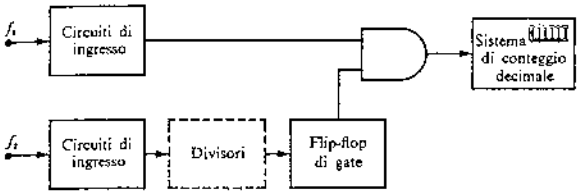


Figura 4.69. Contatore numerico: configurazione dello schema a blocchi per la misura di rapporti di frequenze o di periodi.

di questi quello a frequenza più bassa, dopo essere stato condizionato, va inviato al *flip-flop di gate* e lo mantiene aperto per un tempo pari al suo periodo T_2. L'altro segnale, anch'esso condizionato, *sostituisce la base dei tempi* e viene contato per il tempo T_2. Il numero che appare sul *display* è allora il rapporto $T_1/T_2 = f_2/f_1$.

Anche in questo caso è possibile inserire un divisore decadico sulla via del segnale di gate per ottenere una maggiore risoluzione, quando le due frequenze siano dello stesso ordine di grandezza.

Misura di intervallo di tempo

In questo caso (fig. 4.70.) il *flip-flop di gate* viene comandato tramite i suoi ingressi S e R ai quali pervengono rispettivamente i comandi START e STOP di *inizio* e *fine gate* che, o provengono da circuiti esterni o sono avviati manualmente dall'operatore mediante comando a pulsante. Nell'intervallo di apertura del gate vengono contati gli impulsi provenienti dalla base dei tempi e quindi sul display appare un numero il cui valore è proporzionale all'intervallo di tempo in cui il gate è stato mantenuto aperto.

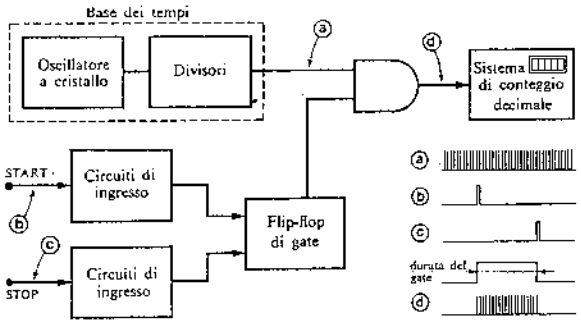


Figura 4.70. Contatore numerico: configurazione dello schema a blocchi per la misura di intervallo di tempo.

6.2. Organizzazione dello strumento

Come detto precedentemente, tutti i modi di funzionamento descritti vengono realizzati agendo su di un *selettore di funzioni* che interconnette opportunamente i singoli blocchi (fig. 4.71.), dei quali ora si farà uno studio più dettagliato.

Circuiti d'ingresso

Ad essi pervengono i segnali applicati dall'esterno sui quali si debbono eseguire le misure. Sono costituiti, nel caso più generale, da un *attenuatore*, da un *amplificatore dc* e da un *comparatore ad isteresi* (trigger di Schmitt o analoghi) (fig. 4.72.).

Quest'ultimo trasforma in un segnale impulsivo standard (cioè di data ampiezza e tempi di salita), mantenendone invariata la frequenza, il segnale d'ingresso, quando questo gli attraversi entrambe le soglie. Si comprende quindi che il segnale, per riuscire a dar luogo ad una misura, deve avere un'ampiezza picco a picco superiore alla distanza tra le soglie (*intervallo di isteresi*).

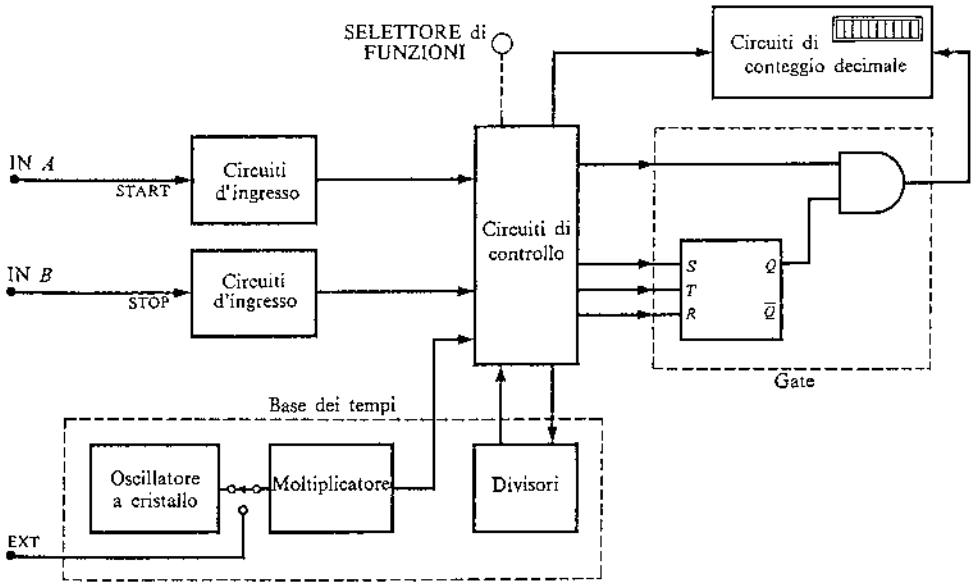
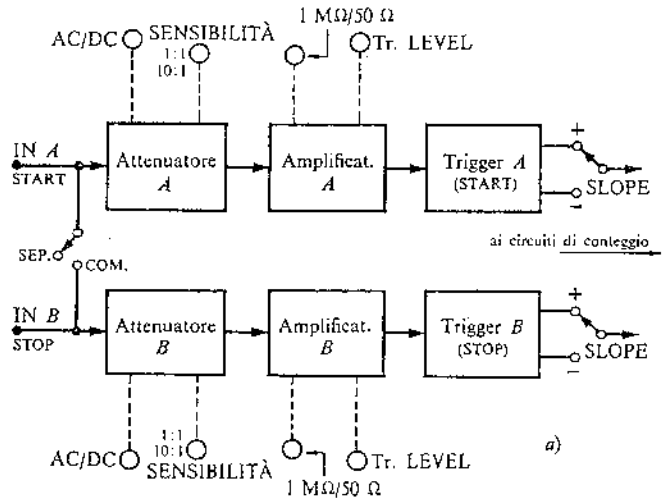


Figura 4.71. Contatore numerico: schema a blocchi semplificato.



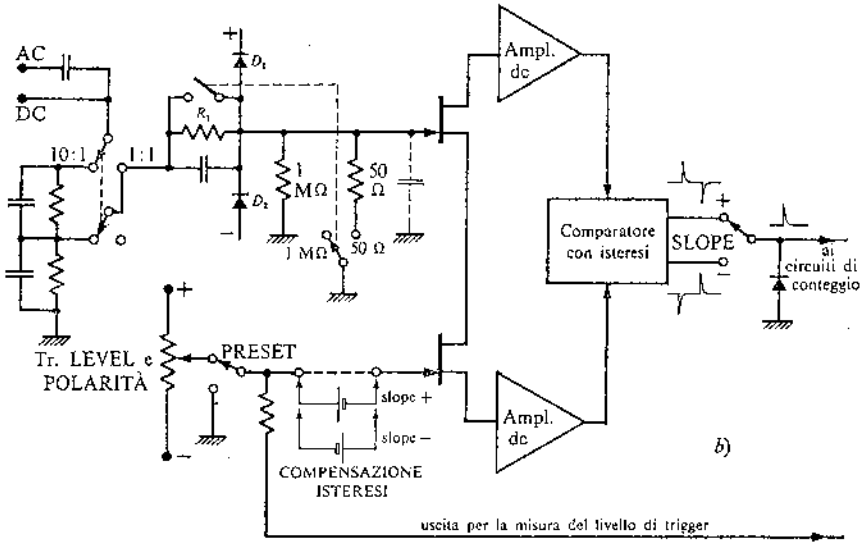


Figura 4.72. Contatore numerico. Circuiti d'ingresso: *a*) schema a blocchi; *b*) circuito semplificato di un canale. (Per la compensazione dell'isteresi si veda a pag. 255).

L'amplificatore ha quindi fondamentalmente lo scopo (1) di portare il livello del segnale d'ingresso a superare l'intervallo d'isteresi del trigger. Non si può però pensare di aumentare il guadagno indefinitamente per ottenere un ingresso molto sensibile. Infatti così facendo, essendo l'amplificatore a larga banda, il rumore potrebbe riuscire a provocare commutazioni indesiderate e quindi conteggi errati. Normalmente il valore della sensibilità viene scelto tenendo presente il problema del rumore ed il fatto che questo ha un'azione nociva tanto più intensa quanto più elevata è l'impedenza d'ingresso. Di conseguenza, quando quest'ultima vale 1 MΩ, si potrà avere una sensibilità per es. di 100 mV, che aumenta a 10 mV se l'impedenza è invece di 50 Ω.

Si noti che i dati della sensibilità sono normalmente in V_{eff} di un ingresso sinusoidale; nel caso che il segnale da mandare allo strumento abbia forma diversa (per es. impulsivo), moltiplicandola per $2\sqrt{2}$ si ottiene il valore della sensibilità picco a picco.

Ogni amplificatore ha un suo campo dinamico d'ingresso, all'interno del quale si comporta linearmente, ed anche in questo caso esistono limiti d'ampiezza del segnale di ingresso che è bene non siano superati, pena il sopravvenire di inconvenienti. Un funzionamento non lineare influirebbe infatti sulle misure di intervalli di tempo e qualora si arrivasse proprio alla saturazione, potrebbe diminuire l'impedenza d'ingresso e la risposta in frequenza.

Il circuito limitatore formato da R_1, D_1 e D_2 impedisce si verifichino questi fenomeni, e interviene a protezione, limitando (in caso di sovraccarico) il livello del segnale in ingresso all'amplificatore al valore delle soglie dei diodi.

L'*attenuatore compensato* inserito nello schema ha

(1) Provvede anche, con il comando SLOPE +/–, a far sì che l'apertura del gate avvenga in corrispondenza di un punto nel quale il segnale d'ingresso presenta pendenza positiva o negativa.

proprio il compito di far rientrare il segnale d'ingresso entro i limiti del campo dinamico dell'amplificatore. L'attenuazione che introduce può essere fatta variare a scatti o con continuità.
Come si è già detto, l'impedenza d'ingresso vale 1 MΩ con in parallelo circa (20÷30) pF: l'utilizzazione di questo ingresso avviene però fino a frequenze dell'ordine dei 100 MHz; oltre questo limite è più conveniente quella di 50 Ω sia per le ragioni dette, sia per quanto riportato nella nota (³) di pag. 77. Quando si utilizzi questo valore di resistenza d'ingresso, R_1 viene cortocircuitata, e quindi l'amplificatore non è più protetto contro i sovraccarichi e si richiedono allora particolari cautele per evitare l'accidentale danneggiamento dello strumento.
Esistono modelli nei quali il livello ottimo del segnale all'ingresso dell'amplificatore viene ottenuto automaticamente, mediante un controllo automatico di guadagno (AGC): l'uso dello strumento diviene allora più facile e, quando il segnale utile è in presenza di rumore, questa tecnica può evitare falsi conteggi. L'unico inconveniente è che, per avere un AGC con risposta pronta, occorre limitare la frequenza minima misurabile.
All'ingresso spesso vi può essere la possibilità di scelta tra DC e AC, quest'ultima consentendo di riportare a livello dell'intervallo d'isteresi del trigger un segnale sovrapposto ad una elevata continua. In alcuni casi però non è sufficiente passare da DC ad AC per ottenere lo scopo: succede per es. quando il segnale d'ingresso abbia forma impulsiva con basso ciclo di lavoro, in quanto in tal caso l'eliminazione della componente continua provoca una traslazione in senso verticale molto limitata e non sufficiente a far attraversare al segnale entrambe le soglie. Si ricorre allora (fig. 4.73.) al comando di trigger LEVEL, col quale si possono spostare contemporaneamente le soglie verso valori positivi o negativi.
Si sottolinea infine il fatto che in alcuni contatori, costruiti secondo la struttura a plug-in, tutti i circuiti di ingresso possono far parte di un plug-in,

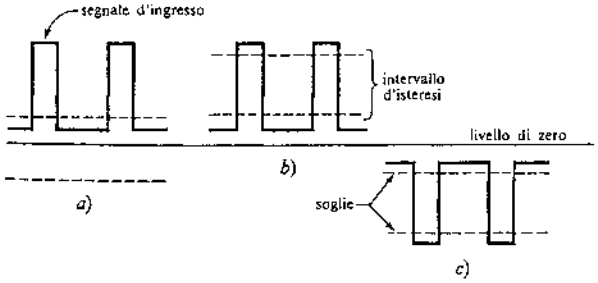


Figura 4.73. Contatore numerico. Trigger level: *a*) il segnale non incontra le due soglie e quindi non viene contato; spostando verso valori positivi (*b*) o negativi (*c*) l'intervallo d'isteresi col Tr. LEVEL, il segnale viene contato.

sostituibile per ottenere estensioni del campo di frequenza.

Oscillatore a cristallo

È uno degli elementi costitutivi della base dei tempi ed è di fondamentale importanza in quanto la stabilità della frequenza che esso genera interviene direttamente a definire la precisione della misura.
Degli oscillatori si è già parlato in altra parte e così pure dei cristalli di quarzo. L'argomento viene ripreso al § 6.3. pag. 241, dove si studiano le cause di errore per colpa dell'instabilità della frequenza di oscillazione e il modo di limitarne gli effetti.

Moltiplicatore

È generalmente un amplificatore selettivo sintonizzato su di un'armonica. Ha la funzione di aumentare la frequenza generata dall'oscillatore a cristallo o da un oscillatore esterno di un fattore costante (×10÷×50) al fine di aumentare le prestazioni del contatore nelle misure di periodo e di intervallo di tempo.

Divisori

È un altro blocco costitutivo della base dei tempi, formato da una catena di divisori ×10 (fig. 4.74.*a*): da ogni connessione tra due divisori è possibile prelevare un segnale la cui frequenza è ridotta di una potenza del 10 rispetto a quella precedente. Nella figura è riportato un esempio numerico nel quale la frequenza all'ingresso è di 10 MHz e vi è la possibilità di prelevare frequenze comprese tra 10 MHz e 0,1 Hz (con periodi quindi compresi tra 0,1 μs e 10 s).
Ciascun divisore è costituito da un gruppo di

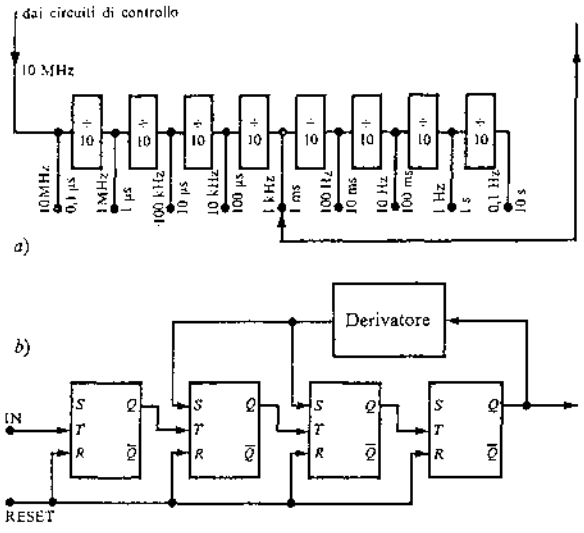


Figura 4.74. Contatore numerico: *a*) catena di divisori; *b*) schema a blocchi di un divisore.

4 flip-flop opportunamente reazionato perché si riazzeri ed emetta un impulso ogni 10 impulsi in ingresso (fig. 4.74.*b*).

Gate

È costituito da un flip-flop S-R e da un circuito AND (fig. 4.71.). Il primo provvede a fornire al secondo un segnale di gate che tiene la porta aperta per tutta la sua durata, consentendo il passaggio verso i circuiti di conteggio degli impulsi applicati all'altro ingresso.

Sistema di conteggio decimale (DCA)

Riceve gli impulsi lasciati passare dal gate (quando è aperto) e provvede a contarli, memorizzarli e a far apparire il conteggio su di un display numerico. È perciò costituito da un *contatore decadico*, da una *memoria*, dalla *decodifica* e dal *display*.
Esistono DCA di due tipi:

– *statico*, nel quale tutte le cifre del display restano permanentemente alimentate per tutto il tempo che intercorre tra due misure;

– *dinamico*, nel quale le cifre del display vengono accese in modo ciclico sequenziale con periodo inferiore al tempo di persistenza dell'immagine visiva per eliminare il *flicker*.
Mentre nel primo caso è necessaria una decodifica per ogni cifra del display, nel secondo ne basta una sola, utilizzata in « time sharing », anche se sono però necessari i circuiti per l'esplorazione commutata (multiplexer). Si comprende quindi come la scelta del sistema utilizzato dipenda da considerazioni economiche che fanno preferire il metodo con DCA statico nei display con poche cifre (fino a 5) e DCA dinamico nei display maggiori (oltre le 8), mentre vi è una sostanziale equivalenza nel campo intermedio.

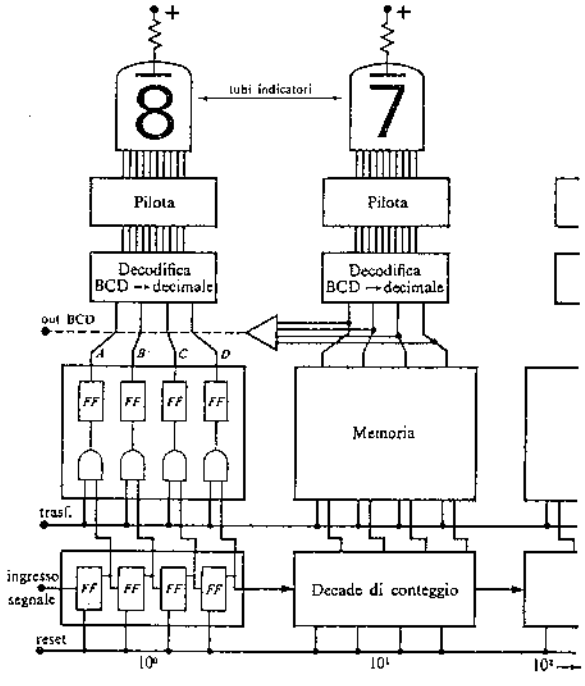


Figura 4.75. Contatore numerico: DCA statico.

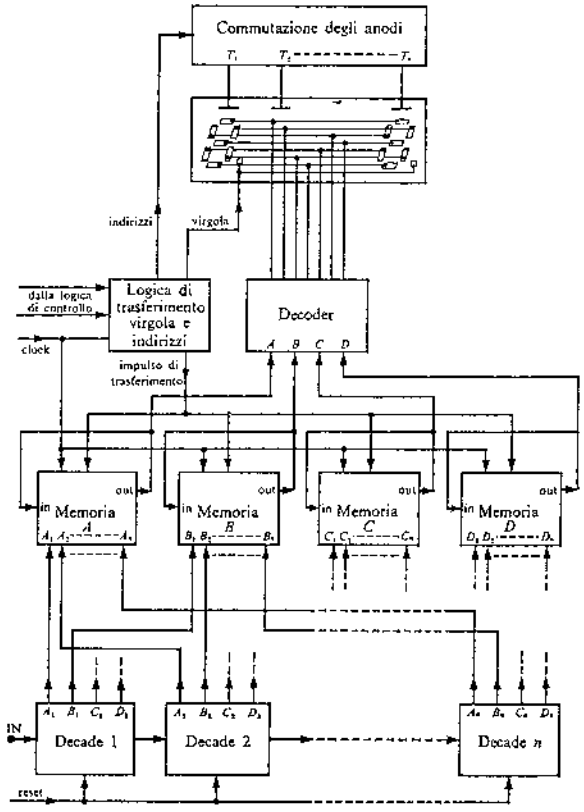


Figura 4.76. Contatore numerico: schema a blocchi di DCA dinamico.

DCA statico

Prima dell'inizio del conteggio un impulso di reset (fig. 4.75.) azzera il contatore che inizia il conteggio non appena il gate si apre. Durante questa fase, un segnale di trasferimento applicato a circuiti AND fa sì che questi tengano il registro di memoria (costituito da 4 FF per ogni decade) isolato dal contatore. Terminato il conteggio (gate chiuso), la transizione del segnale di trasferimento, aprendo gli AND, consente il passaggio del risultato al registro di memoria e quindi alla decodifica e al display.

DCA dinamico

Un esempio di questo sistema è riportato nella fig. 4.76. In esso esistono 4 *memorie a scorrimento*, alla prima delle quali sono avviate tutte le prime cifre binarie (digit) di ciascuna decade, alla seconda tutte le seconde, alla terza le terze, ed infine alla quarta le quarte.
La presenza del segnale di trasferimento fa sì che il contenuto delle decadi di conteggio venga passato alle memorie: l'uscita di ciascuna di queste è

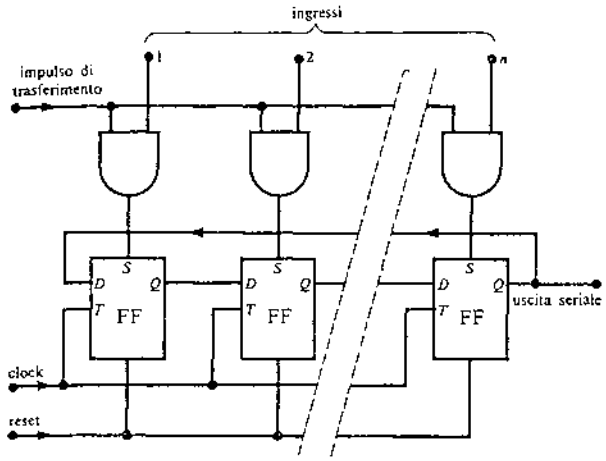


Figura 4.77. Memoria a shift-register ad anello, tipo parallelo-serie.

poi collegata al corrispondente ingresso della decodifica, le cui uscite (sette nel caso di figura) pilotano ciascuna lo stesso segmento di tutte le cifre del display.
Ogni impulso del generatore di clock provvede a far avanzare il contenuto della memoria a scorrimento di un passo e contemporaneamente, tramite il contatore e la decodifica di esplorazione (contenuti nella *logica di trasferimento e indirizzi*), a dare l'alimentazione all'anodo corrispondente alla cifra in esame saturando il relativo interruttore a transistore T_n-esimo. Dopo un numero di impulsi di clock pari a quello delle cifre del display si è compiuta un'esplorazione intera e ne inizia subito un'altra; se nel frattempo non è stata eseguita un'altra misura e quindi il contenuto delle memorie non è cambiato, viene ripresentato lo stesso risultato.
Ad ogni nuova misura il contatore, dopo essere stato azzerato da un impulso di reset, inizia il conteggio e, alla fine del gate, un segnale di trasferimento provvede ad aggiornare il contenuto delle memorie. Queste (fig. 4.77.), a *shift-register ad anello, tipo parallelo-serie*, utilizzano un numero di flip-flop, pari a quello delle cifre del display, collegati ad anello tra l'uscita Q e l'ingresso D. I dati, provenienti in forma parallela, sono introdotti tramite circuiti AND agli ingressi S in corrispondenza dell'impulso di trasferimento. Ad ogni impulso di clock tutti i dati si spostano di un passo verso destra e quello che era in uscita viene riportato all'ingresso del primo F-F e quindi conservato (memoria). Dopo n impulsi di clock i dati si ripresentano nelle posizioni di partenza.

Uscita BCD

Quasi tutti i contatori, oltre ad inviare il risultato della misura alle decodifiche e quindi al dispositivo di lettura, lo fanno pervenire, sempre sotto forma BCD, ad un connettore d'uscita rendendolo disponibile per il collegamento con una stampante, con un calcolatore, con un dispositivo di lettura lontano o con altri dispositivi di acquisizione di dati.
Il segnale in uscita può essere in forma seriale o parallela. Il primo modo è più lento, ma richiede un numero minore di collegamenti.

Circuiti di controllo

A questo blocco sono demandate tutte le funzioni di controllo sia per quello che riguarda i modi di connettere i vari blocchi (SELETTORE DI FUNZIONI), sia per la generazione dei segnali temporizzanti necessari a far compiere la sequenza di operazioni richieste dalla misura.
Nella fig. 4.78. è rappresentata la correlazione tra il segnale da misurare, il segnale fornito dalla base dei tempi ed i vari segnali forniti dai circuiti di controllo, costituiti da un insieme di circuiti logici. Il tempo di misura t_m coincide con la durata del segnale di gate, la cui transizione finale provoca lo sgancio dell'impulso di trasferimento e l'inizio del tempo di display t_d. La sua durata, prefissata dall'operatore, coincide con il tempo di hold-off nel quale viene inibito il FF di comando del gate.
Questo tempo costituisce la parte più rilevante dell'intero periodo di ripetizione della misura (SAMPLE RATE) e può anche essere messo al valore ∞ (HOLD).
Al termine dell'impulso del monostabile di display l'azzeramento del contatore viene comandato con l'impulso di reset la cui transizione negativa determina la fine del tempo di hold-off: da questo istante, in corrispondenza della prima transizione positiva

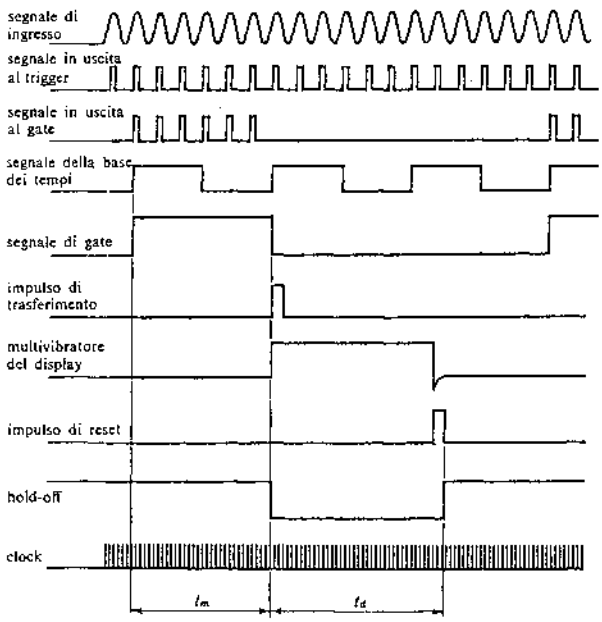


Figura 4.78. Contatore numerico: rappresentazione indicativa dei segnali di comando nella misura di frequenza.

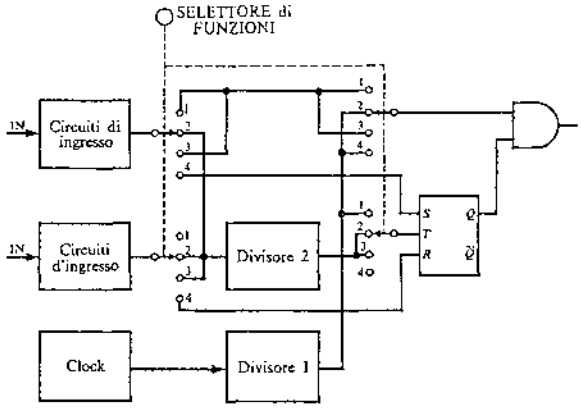


Figura 4.79. Contatore numerico. Rappresentazione di selettore di funzioni:
1 - frequenza;
2 - periodo;
3 - rapporto;
4 - int. di tempo.

del segnale della base dei tempi, può riprendere un nuovo conteggio.

Selettore di funzioni

È un commutatore a più vie e più posizioni: agendo su di esso si trasforma lo strumento mettendolo in grado di eseguire tutte le misure indicate stabilendo le interconnessioni tra i vari blocchi.
Nella fig. 4.79. è riportato, per pura curiosità, un esempio di cablaggio realizzato con 5 vie e 4 posizioni.

6.3. Studio dell'errore

Nelle misure con un contatore elettronico vi sono differenti cause di errore che intervengono con diverso peso a determinare la precisione del risultato. Di queste le principali sono prese in esame qui di seguito.

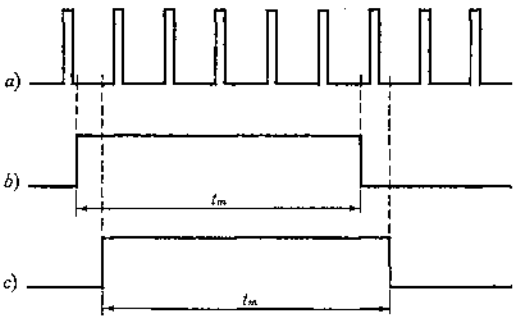


Figura 4.80. Contatore numerico. Errore di conteggio sulla cifra meno significativa: *a*) impulsi del segnale d'ingresso; *b*) e *c*) gate di uguale durata t_m, diversamente localizzati rispetto ad *a*). In *b*) si contano 5 impulsi, in *c*) 6 impulsi.

Incertezza nella cifra meno significativa (± 1)

Poiché il segnale d'ingresso non ha alcuna correlazione con il segnale di gate, esiste sempre nel conteggio un'incertezza, che dà luogo ad un errore di ± 1 unità nella cifra meno significativa (LSD) conteggiata, dovuta alla posizione temporale che il segnale di gate assume rispetto agli impulsi da contare (fig. 4.80.).
L'errore relativo conseguente vale

$$\pm 1/n$$

dove n è il numero che si legge sul display eliminando la virgola.

Esempio. Supponendo di disporre di un contatore a 8 cifre, una misura di frequenza (fig. 4.67.) che porta ad una lettura di 000377,58 Hz (1) è affetta, per la causa di cui sopra, da un errore relativo di

$$\frac{\pm 1}{37758} = \pm 2{,}6 \cdot 10^{-5}.$$

Gate

Le incertezze ed i ritardi di apertura e chiusura del gate danno luogo ad un errore che si aggiunge a quello di incertezza, di cui si è appena parlato, modificando indebitamente la durata del gate. Tuttavia questa variazione può essere trascurata se molto piccola rispetto al periodo più piccolo misurabile (frequenza massima) del segnale in ingresso.
Se per es. si possono misurare segnali a frequenza di 500 MHz, il loro periodo vale 2 ns: è quindi necessario disporre di circuiti di gate che abbiano tempi di risposta inferiori al ns. Si comprende quindi come questo problema ponga un *limite superiore di frequenza* ai contatori.
Attualmente, la frequenza di 500 MHz può essere considerata il limite superiore di funzionamento diretto, ottenibile con i contatori di maggior pregio. Questo limite viene superato ricorrendo a tecniche particolari (vedi § 6.4.).

Base dei tempi

L'errore imputabile alla base dei tempi è dovuto essenzialmente alle caratteristiche di stabilità dell'oscillatore che sono influenzate dalle variazioni di temperatura, dalla tensione di rete, dall'invecchiamento dei componenti, dal rumore.

Variazioni di temperatura

Se si fa uso di *quarzi normali* e senza ricorrere ad alcuna precauzione nei riguardi della temperatura

(1) Per rappresentare la localizzazione del risultato sul display, qui ed in seguito si è adottata la soluzione di mantenere gli zeri non significativi, anche se, nella realtà, nel display non risultano accesi.

si ottengono stabilità tipiche di $5 \cdot 10^{-6}$ con temperature comprese tra 0 °C e 50 °C.
La stabilità migliora portandosi a circa $5 \cdot 10^{-7}$, sempre nello stesso intervallo di temperatura, ricorrendo a *quarzi compensati in temperatura*, ovvero tagliati secondo direzioni alle quali corrisponde un coefficiente di temperatura molto piccolo e praticamente nullo in un campo più limitato di temperatura.
Se poi vengono mantenuti in questo intervallo racchiudendoli in *camere termostatate*, si ottiene un deciso miglioramento ($5 \cdot 10^{-8}$) che si porta addirittura a $5 \cdot 10^{-9}$ qualora si faccia uso di una seconda camera termostatata che racchiude la prima. In quest'ultimo caso, nella camera più interna, la temperatura può variare al massimo dello 0,01%.
Una volta fissata la temperatura ad un valore superiore a quello ambiente (per es. 70 °C), la regolazione è ottenuta con l'accensione o lo spegnimento di un riscaldatore. In realizzazioni più raffinate la regolazione è invece continua con riscaldamento proporzionale allo scarto di temperatura tra l'interno e l'esterno.

Variazioni della tensione di rete

Influiscono sulla stabilità della frequenza dell'oscillatore tramite la stabilizzazione dell'alimentatore. Se quest'ultimo è di elevata qualità, come è necessario per un oscillatore termostatato, ne risulta una stabilità di $5 \cdot 10^{-10}$ per variazioni del 10% della rete. Per oscillatori con cristalli a temperatura ambiente e non compensati si ottiene, nelle stesse condizioni, $1 \cdot 10^{-7}$.
Spingere oltre aumentando la stabilizzazione non serve a nulla, perché il vantaggio rimarrebbe coperto dall'instabilità dovuta alle variazioni di temperatura.

Stabilità a lungo termine

È detta anche *rapidità di invecchiamento* che tutti i cristalli presentano con una deriva di frequenza al passare del tempo. Dipende dalla qualità del cristallo e dai trattamenti cui è stato sottoposto. Con i cristalli di miglior qualità (che poi vengono inseriti in camere termostatate doppie) si ottengono valori di $5 \cdot 10^{-10}$/giorno (ovvero $1{,}5 \cdot 10^{-8}$/mese), mentre per oscillatori con quarzi normali a temperatura ambiente si ha $3 \cdot 10^{-7}$/mese.

Stabilità a breve termine

Si riferisce fondamentalmente all'effetto del *rumore* dell'oscillatore che si manifesta con variazioni casuali di frequenza e di fase. La misura del suo valore efficace deve portare anche l'indicazione dell'intervallo di tempo nel quale è avvenuta, perché il rumore agisce in modo inverso a quest'ultimo. Naturalmente esso dovrà essere dello stesso ordine di grandezza dei tempi di misura del contatore (per es. 1 s). Questa specifica non viene normalmente fornita per gli oscillatori non termostatati, perché in essi l'errore di temperatura è nettamente prevalente.
L'errore della base dei tempi si riflette direttamente sul risultato della misura e ciò spiega gli sforzi dei costruttori per ridurlo, ricorrendo anche alle tecniche molto costose viste. Se ne riportano i dati fondamentali nella tab. 4.6.

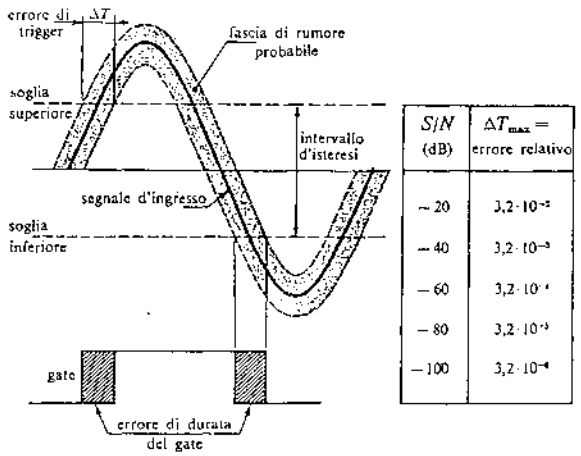
Esempio. Si utilizzi uno strumento che presenta un errore complessivo della base dei tempi di $5 \cdot 10^{-7}$. L'errore assoluto che si introduce quindi, misurando una frequenza di 10 MHz, è: $5 \cdot 10^{-7} \times 10^{7} = 5$ Hz. Analogamente, misurando un periodo di 10 ms, risulta $5 \cdot 10^{-7} \times 10^{-2} = 5$ ns.

Trigger

Il rumore sempre associato al segnale d'ingresso provoca incertezze quando questo incontra le soglie di commutazione del trigger.
Questo fatto però non influisce in alcun modo sulle misure di frequenza a meno che il rumore non sia così grande da dar luogo a commutazioni indesiderate.
Le cose vanno diversamente nelle misure di periodo in quanto sono proprio gli attimi della commutazione che individuano la durata del segnale di gate. Nella fig. 4.81. è rappresentata la situazione nel caso di segnale sinusoidale e sono riportati i valori dell'errore massimo per alcuni valori del rapporto S/N. Se il segnale d'ingresso ha fronti più ripidi questo errore diminuisce.
Esiste poi un altro errore del trigger, dovuto all'isteresi, ma che non rientra nell'errore complessivo in quanto è di tipo sistematico. Si tratterà di esso e del modo per eliminarlo nelle misure di intervallo di tempo a pag. 255.

Tabella 4.6. *Cause di errore negli oscillatori a cristallo.*

Tipi	Temperatura (0° ÷ 50 °C)	Tensione di rete ($\Delta V = \pm 10\%$)	Stabilità a lungo termine	Stabilità a breve termine *RMS*/1 s
Normale	$5 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{-7}$/mese	—
Compensato	$5 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-7}$/mese	—
Termostatato una volta	$5 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^{-10}$	$3 \cdot 10^{-9}$/24 h	$2 \cdot 10^{-10}$
Termostatato due volte	$5 \cdot 10^{-9}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$5 \cdot 10^{-10}$/24 h	$5 \cdot 10^{-11}$



S/N (dB)	ΔT_{max} = errore relativo
−20	$3{,}2 \cdot 10^{-2}$
−40	$3{,}2 \cdot 10^{-3}$
−60	$3{,}2 \cdot 10^{-4}$
−80	$3{,}2 \cdot 10^{-5}$
−100	$3{,}2 \cdot 10^{-6}$

Figura 4.81. Contatore numerico: errore di trigger nella misura di periodo.

Errore complessivo

Tutte le cause d'errore viste contribuiscono a formare l'errore dello strumento a seconda dei modi di funzionamento.

Misure di frequenza

Per esse vale:

$$\Delta f/f = \pm(\text{incertezza} \pm 1 + \text{errore base dei tempi}\,(^1)).$$

Misure di periodo e di intervallo di tempo

In questi casi:

$$\Delta T/T = \pm(\text{incertezza} \pm 1 + \text{errore del trigger} + \text{errore della base dei tempi}).$$

Modi per ridurre l'errore

Aumento della durata del gate

Nelle *misure di frequenza* il metodo più usato è quello di aumentare la durata del gate, moltiplicandola per N, inserendo più circuiti divisori nella base dei tempi (fig. 4.67.).
Nelle *misure di periodo*, lo stesso risultato si ottiene eseguendo la misura non su di un solo periodo, ma su N periodi, ottenendo anche in questo modo un aumento della durata del gate di N volte. Ciò si ottiene inserendo l'apposito divisore sulla via del segnale d'ingresso (fig. 4.68.).
In tal modo, poiché l'errore di incertezza ± 1 e di trigger rimangono costanti indipendentemente dalla durata del gate, all'aumentare di questo diminuiscono proporzionalmente gli errori relativi, mentre quello della base dei tempi rimane invariato perché il suo valore assoluto cresce proporzionalmente alla durata del gate. Gli errori complessivi diventano allora rispettivamente:

$$\Delta f/f = \pm\left(\frac{\text{incertezza} \pm 1}{N} + \text{errore della base dei tempi}\right),$$

$$\Delta T/T = \pm\left(\frac{\text{incertezza} \pm 1 + \text{errore di trigger}}{N} + \text{errore della b.d.t.}\right).$$

Media su M misure

Il metodo precedente non è applicabile alle misure di *intervalli di tempo*. Per ovviare a questo inconveniente, recenti contatori, particolarmente sofisticati, prevedono la possibilità di eseguire un numero molto elevato (da 10 a 10^6) di misure dell'intervallo di tempo, di calcolarne la media e di fornire il risultato come « vero » valore dell'intervallo di tempo (*Time Interval Averaging*).
Un metodo di questo genere consente la riduzione statistica dell'errore ± 1, tipico della misura numerica, ed anche di quello di trigger su *intervalli di tempo ripetitivi.*
Perché il risultato della media delle varie misure tenda statisticamente al valore vero dell'intervallo di tempo, *è essenziale che la frequenza con cui si ripete sia asincrona (non correlata) con il clock dello strumento*: solo in tal modo infatti gli errori delle varie misure sono veramente casuali.
Se queste condizioni sono verificate, la risoluzione risulterà aumentata di un fattore pari a $\sqrt{M}$, dove M è il numero di misure eseguite dell'intervallo di tempo, mentre l'errore risulterà:

$$\Delta T/T = \pm\left(\frac{\text{incertezza} \pm 1 + \text{errore del trigger}}{\sqrt{M}} + \text{errore della b.d.t.}\right).$$

Il problema della non correlazione tra l'intervallo di tempo incognito e il clock viene risolto utilizzando un clock la cui frequenza è modulata da un segnale di rumore.
La risoluzione ottenibile, limitata solamente dal rumore inerente dello strumento, con una progettazione accurata, può spingersi fino a pochi ps.
Questa stessa tecnica di *averaging* può essere utilizzata anche in misure di f e T per aumentarne ulteriormente la precisione. In questo caso il fattore di riduzione diviene $N\sqrt{M}$.

Funzionamento più conveniente

Dall'esame delle espressioni dei due errori complessivi è interessante stabilire quale dei due metodi sia più conveniente utilizzare al fine di minimizzare

(1) Vedi tabella 4.6.

l'errore ed aumentare di conseguenza la risoluzione, salvo poi passare dalla misura di frequenza a quella di periodo o viceversa con la $f = 1/T$ (1).
Supponendo momentaneamente che il segnale d'ingresso sia privo di rumore (errore di trigger nullo), le espressioni dei due errori sono identiche, ma solo apparentemente, in quanto il peso che l'incertezza può assumere in ciascuno di essi è notevolmente diverso a seconda della frequenza.

Esempio. Potendo disporre di un contatore a 8 cifre e la frequenza generata dall'oscillatore a cristallo sia $f_c = 10$ MHz, si misuri una frequenza di 1 kHz. Quale metodo usare?
Procedendo direttamente alla *misura di frequenza* con durata del gate 1 s, sul display appare 00001000 (Hz) e quindi l'errore dovuto all'incertezza vale

$$\frac{\pm 1}{1000} = \pm 10^{-3}.$$

Per sfruttare appieno le notevoli possibilità offerte dal contatore (8 digit), realizzando quindi una misura molto più precisa, occorrerebbe aumentare la durata del gate per es. a 100 s. In tal caso si leggerebbe 001000,00 (Hz) e quindi l'errore questa volta sarebbe

$$\frac{\pm 1}{100000} = \pm 10^{-5}.$$

Pur non essendo una grandissima precisione, il tempo necessario alla misura è piuttosto elevato (100 s).
Ricorrendo invece alla *misura di periodo*, il tempo di gate è ora 1 ms, e poiché $f_c = 10$ MHz, l'indicazione sul display è ora 0001000,0 (μs) e l'errore vale

$$\frac{\pm 1}{10000} = \pm 10^{-4}.$$

Già questo risultato è migliore di quello ottenuto con la prima misura di frequenza. Per aumentare la precisione e ottenere risultati comparabili, si aumenta la durata del gate a 1 s. In tal modo sul display appare 1000,0000 (μs) il cui errore è

$$\frac{\pm 1}{10^7} = \pm 10^{-7}.$$

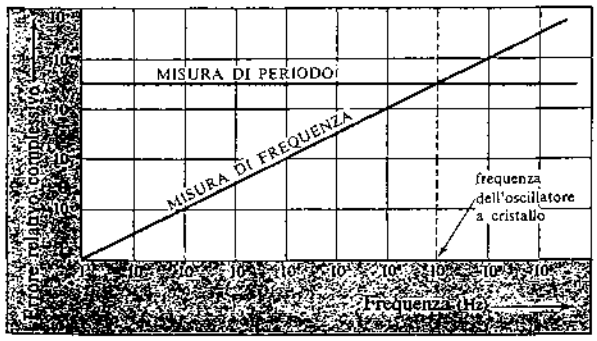


Figura 4.82. Contatore numerico: confronto tra la precisione della misura di frequenza e quella di periodo, a parità di tempo di misura, con segnale di ingresso privo di rumore.

(1) Alcuni strumenti provvedono ad eseguire la misura di periodo, quando questa sia più precisa, e a trasformarla automaticamente in frequenza, se è questa che viene richiesta.

Si vede allora che, a parità di tempo richiesto (1 s), la misura di periodo è diecimila volte più precisa di quella di frequenza a 1 kHz.
Si può concludere quindi che normalmente (a parità di tempo di misura) sono più precise le misure di periodo di quelle di frequenza, tranne che a frequenze superiori a quelle del clock (oscillatore a cristallo). Questi risultati sono riassunti nel grafico della fig. 4.82. nel quale, se il segnale d'ingresso ha sovrapposto del rumore, l'andamento della misura di periodo si abbassa (errore di trigger), e altrettanto succede per effetto dell'errore introdotto dalla base dei tempi.

6.4. Estensione delle prestazioni del contatore

In alta frequenza

Si è visto che il gate è, assieme al DCA, la causa principale che pone un limite superiore al campo di frequenza di un contatore, che attualmente, nei modelli di pregio superiore e col metodo diretto, non supera i 500 MHz.
Per estendere le prestazioni dei contatori, a seconda della loro qualità, si seguono due indirizzi costruttivi:
– utilizzazione di un *prescaler* in quelli di minor classe;
– ricorso alle tecniche di conversione di frequenza mediante l'utilizzazione di una struttura a *plug-in*, nei modelli di maggior costo.
Le prestazioni di queste tecniche sono poste a confronto nella tabella 4.7.

Prescaler

È questa una tecnica, spesso utilizzata nella costruzione di strumenti economici, per raggiungere un limite di frequenza che altrimenti sarebbe realizzabile con conteggio diretto, ma con notevole spesa per componenti e circuiteria: il segnale d'ingresso, dopo il trigger e prima di giungere all'ingresso del gate, viene avviato ad un divisore di frequenza per n.
Con il prescaler solo i primi circuiti debbono essere in grado di funzionare in alta frequenza; gli altri possono essere a basso costo dato che funzionano con frequenze più limitate. Si possono misurare frequenze 2, 4, 8 o 10 volte più elevate di quanto non possano ricevere direttamente gate e DCA. Naturalmente, perché sul display appaia il risultato corretto, anche il tempo di apertura del gate viene aumentato dello stesso fattore n di cui è stata ridotta la frequenza d'ingresso (fig. 4.83.).
È una tecnica molto usata ed è perfettamente soddisfacente per la misura più comune che è quella di frequenza; tuttavia il vantaggio di avere aumentato di n volte la frequenza viene pagato con l'aumento di n volte del tempo di misura.

Tabella 4.7. *Metodi per estendere il campo di frequenza dei contatori.*

Tipo	Campo di frequenza	Forma del segnale di ingresso	Facilità d'uso	Caratteristiche generali
Prescaler	(0÷500) MHz	qualunque	come il contatore	per avere una buona risoluzione richiede un aumento del tempo di misura
Convertitore eterodina	10 MHz÷18 GHz	sinusoidale e entro certi limiti AM e FM	richiede un'operazione di sintonia ed elaborazione dati (non ha lettura diretta)	ha la più elevata risoluzione con il più piccolo tempo di misura
Oscillatore a trasferimento	10 MHz÷40 GHz	qualunque, sinusoidale AM, FM, PM	richiede un'operazione di sintonia e il calcolo dell'ordine d'armonica. Può avere lettura diretta	molto versatile, ma richiede lunghi tempi di misura per elevate risoluzioni

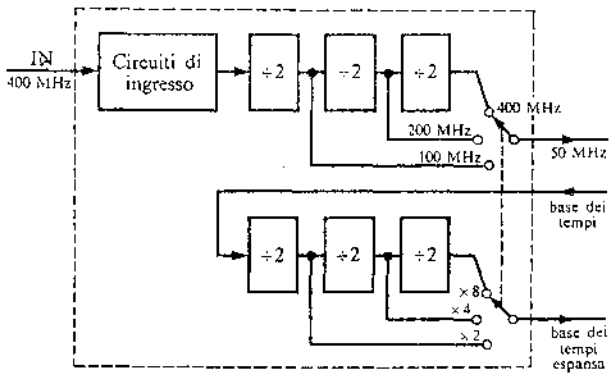


Figura 4.83. Estensione del campo di frequenza del contatore numerico: prescaler.

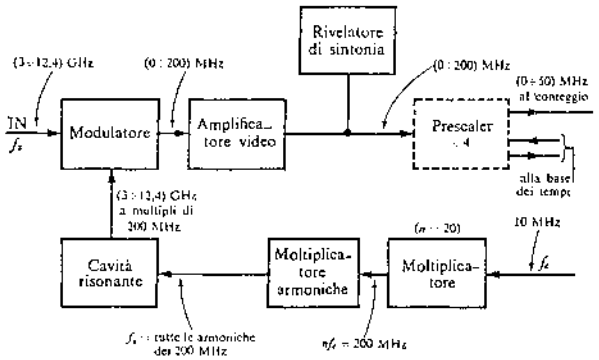


Figura 4.84. Estensione del campo di frequenza del contatore numerico: convertitore supereterodina a plug-in.

Rispetto ad un contatore che ha lo stesso limite di frequenza, ma con conteggio diretto, la risoluzione risulta quindi n volte minore, ed allora non si possono misurare intervalli di tempo molto piccoli.
Inoltre, avendo i circuiti di ingresso banda molto larga, abbinano al segnale un rumore notevole, con tutte le note conseguenze sul funzionamento del trigger.

Convertitore supereterodina

Della conversione supereterodina si è già parlato diffusamente in altra parte; si riporta qui (fig. 4.84.) lo schema di una realizzazione con valori numerici indicativi. Si noti che l'amplificatore video ha una banda pari all'intervallo tra un'armonica e l'altra (200 MHz) ed il prescaler è necessario se si prevede di utilizzare un mainframe che conta solo fino a 50 MHz. Con un mainframe da 200 MHz può essere omesso.
Partendo dalle frequenze più basse, si agisce sulla cavità risonante fino a sintonizzarsi sull'armonica immediatamente precedente la frequenza del segnale d'ingresso, in modo da avere in uscita al modulatore un segnale che sia compreso entro la banda dell'amplificatore video. In tal modo il rivelatore di sintonia, che per le armoniche inferiori aveva sempre indicazione nulla, raggiunge il massimo quando la cavità risonante è perfettamente sintonizzata. Il valore di f_x è allora dato dalla somma dell'indicazione letta sulla cavità risonante e della lettura del contatore numerico.

Esempio. Sia $f_x = 8{,}783$ GHz. La prima indicazione del rivelatore di sintonia si ha quando la cavità risonante è accordata sulla 43ª armonica di f_c (8,6 GHz). A questo punto sul contatore si legge 0,183 GHz, e dalla somma dei due dati rilevati è $f_x = (8{,}6 \div 0{,}183)$ GHz = 8,783 GHz.
Alternativamente si potrebbe partire dalle frequenze più elevate in quanto il rivelatore di sintonia indica anche quando la cavità è sintonizzata sull'armonica immediatamente successiva a f_x. In tal caso il risultato corretto si ottiene però sottraendo la lettura del contatore all'indicazione della cavità; nell'es. è (8,8 − 0,017) GHz = 8,783 GHz.

Oscillatore a trasferimento

In esso il contatore misura la frequenza generata da un oscillatore a frequenza variabile quando sia verificata una certa condizione d'equilibrio tra una sua armonica e la frequenza da misurare.

Vi sono due modi di funzionamento possibili: nel primo (fig. 4.85.*a*) l'oscillatore a frequenza variabile genera un segnale a frequenza f_0, la cui armonica N-esima si mescola nel modulatore con la f_x. Quando il rivelatore di zero accerta che $f_x = Nf_0$ (equilibrio), la misura di f_0 che il contatore effettua, moltiplicata per N dà il risultato finale.
Il comando di frequenza del VCO è meccanicamente accoppiato con il generatore d'armonica, in modo tale che, ogni volta che il primo perviene al f.s., provoca nel secondo l'aumento di 1 nell'ordine d'armonica, commutando componenti reattivi al suo interno. Naturalmente ciò viene segnalato su di un display meccanico sul quale appare l'ordine d'armonica.
Per permettere poi la lettura diretta, si aumenta corrispondentemente la durata del gate del contatore, automaticamente.

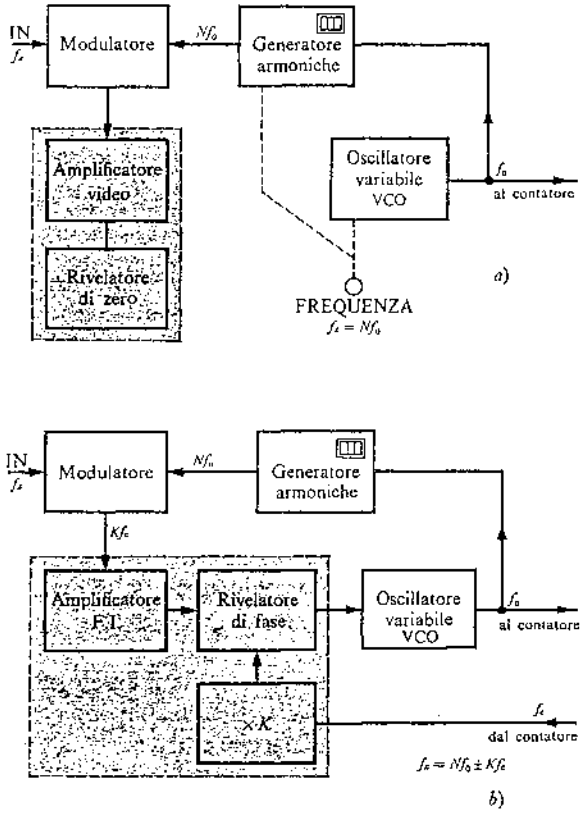


Figura 4.85. Estensione del campo di frequenza del contatore numerico. Convertitore con oscillatore a trasferimento a plug-in: *a*) a metodo di zero; *b*) ad aggancio di fase.

Nel secondo invece (fig. 4.85.*b*), l'uscita del modulatore non è nulla all'equilibrio, ma ha un certo valore Kf_c che è mantenuto costante mediante un anello ad aggancio in fase (PLL) alla frequenza dell'oscillatore a cristallo: ciò obbliga la frequenza dell'oscillatore variabile (moltiplicata per N) ad inseguire continuamente la f_x.

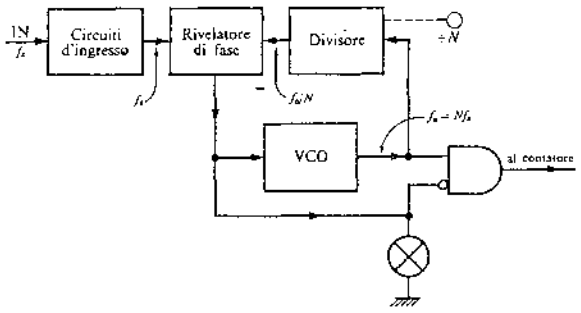


Figura 4.86. Contatore numerico: moltiplicatore di frequenza per le misure in B.F. Generalmente $N = 10$; 100; 1000.

In bassa frequenza

Si è visto (pag. 243) che nelle misure di frequenze basse, l'errore che si compie è elevato ed inoltre vengono poco sfruttate le possibilità di risoluzione dello strumento. Per ovviare a ciò, alcuni costruttori inseriscono a richiesta un *moltiplicatore di frequenza* (fig. 4.86.) col quale al contatore viene avviato il segnale (a frequenza 10 - 100 - 1000 volte maggiore) generato da un VCO agganciato in fase al segnale da misurare.
Poiché il raggiungimento dell'aggancio richiede un certo tempo, la tensione d'errore all'uscita del rivelatore di fase, oltre a controllare il VCO, provvede anche ad inibire tramite una porta l'invio del segnale del moltiplicatore finché l'aggancio non sia verificato. Questo sistema è utilizzato per frequenze comprese tra pochi Hz e un centinaio di kHz ed è particolarmente indicato per misure a frequenze industriali (50, 60, 400 Hz).

Esempio. Per una misura della frequenza di rete a 50 Hz, se $N = 1000$, la lettura del contatore in 1 s, sarà 50,000 Hz, con precisione e risoluzione 1000 volte superiori a quelle ottenibili se la misura fosse stata eseguita con lo stesso tempo di gate ma senza moltiplicatore. Per ottenere la stessa prestazione con il normale contatore, il gate avrebbe dovuto restare aperto per 1000 s!

Vi è inoltre un vantaggio anche rispetto al metodo di eseguire la misura di periodo e di calcolarne l'inverso qualora il segnale d'ingresso contenga del rumore: infatti l'elevata selettività del rivelatore di fase provvede a renderne immune il segnale che viene conteggiato.

Nelle misure di intervallo di tempo

Nelle misure di intervallo di tempo sorgono alcuni problemi connessi con l'individuazione dell'istante iniziale e di quello finale, strettamente legati alla presenza di un intervallo d'isteresi nel trigger (1).
Nei contatori di maggior pregio (fig. 4.72.) nei quali

(1) In realtà questo intervallo potrebbe anche essere annullato, ma in tal caso lo strumento diventerebbe così sensibile che qualunque perturbazione all'ingresso provocherebbe conteggi spuri.

sono previsti due ingressi assolutamente identici a cui inviare in comune o separatamente (SEP/COM) il segnale o i segnali su cui eseguire la misura, si dispone di una tensione di COMPENSAZIONE ISTERESI (DC offset), collegata al comando SLOPE +/- che elimina questo problema (vedi pag. 255).

Con la sua trasformazione in voltmetro (DVM)

Talvolta nello strumento viene inserito un convertitore A-D che lo trasforma in voltmetro numerico. Oltre agli evidenti vantaggi che questa estensione comporta con una modifica abbastanza limitata, la disponibilità di un voltmetro consente di eseguire misure sui livelli di trigger del contatore (generalmente accessibili all'esterno) e di posizionarli per una più corretta esecuzione delle *misure di intervalli di tempo*.

Con il Preset

Sono contatori programmabili, utili in campo industriale per la *misura* o il *controllo* di grandezze fisiche trasducibili in segnali periodici o ripetitivi (es. numero di giri di un motore, portata di fluidi, numero di eventi, di pezzi prodotti...).
Ciò è ottenuto impostando su di un indicatore numerico programmabile (*thumbwheel-switch*) un fattore moltiplicativo N che interviene o ad aumentare la durata del gate ($N > 1$) o a dividere la frequenza d'ingresso ($N < 1$) per introdurre, nel caso:

– di *misura*, un fattore di scala che consenta la lettura diretta;

– di *controllo*, un limite superato il quale il contatore si azzera e fornisce un impulso che può azionare circuiti esterni (relè...).

7. Misure di frequenza

Esiste un numero enorme di diversi metodi e di strumenti per la misura di frequenza. Ve ne sono di più importanti e di meno importanti: alcuni, in auge qualche tempo fa, ora tendono ad essere abbandonati, altri hanno scarsa importanza pratica ma notevole interesse didattico.
Non è compito di questo libro prendere in esame tutte le possibilità esistenti: ci si limiterà a ricordare quei metodi o strumenti che mantengono una importanza pratica e/o didattica. Chi avesse specifici interessi, può trovare un quadro più completo nei testi riportati nella bibliografia.
In ogni caso, nel tentativo di porre un po' d'ordine in un campo così numeroso di misure, si potrebbe tentare una classificazione tra:

– *misure assolute di frequenza*, per le quali ci si serve di strumenti passivi tarati;

– *misure relative di frequenza*, per le quali si pone a confronto la frequenza incognita con quella di un'altra sorgente presa come campione.

Naturalmente questa non è l'unica possibile classificazione; ve ne possono essere altre, come per es., quella a seconda del campo di frequenza che interessa.

7.1. Misure assolute di frequenza

Frequenzimetro ad assorbimento (ondametro)

È uno strumento molto semplice e di facile impiego che ha trovato larga diffusione soprattutto nel campo radio, in quanto, con una spesa limitata, consente una prima valutazione della frequenza incognita (con precisione al massimo dell'1 %). Il risultato ottenuto può poi, se necessario, essere affinato con altri mezzi.
Il suo circuito è fondamentalmente costituito da un gruppo LC che viene accoppiato induttivamente al circuito di misura dal quale attinge l'energia necessaria per il proprio funzionamento (fig. 4.87.). Il voltmetro per alternata rivela la condizione di risonanza (vedi *Q-metro*) cui si perviene regolando opportunamente il valore di L e C: il primo a scatti (di 1/3 di decade) ed il secondo con continuità per coprire l'intervallo di frequenza tra gli scatti.
Il circuito risonante deve essere realizzato in modo da avere un Q molto elevato, così da individuare in modo netto la situazione di risonanza ed inoltre la sua bobina (intercambiabile e che si trova all'esterno dello strumento) deve essere accostata al circuito di

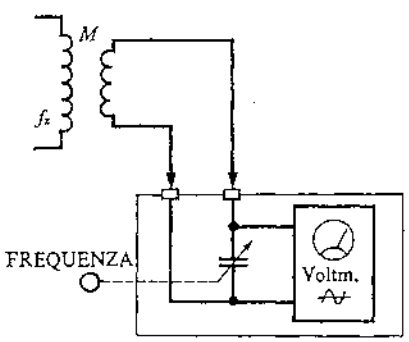


Figura 4.87. Frequenzimetro ad assorbimento.

misura senza perturbarlo: la sua distanza viene quindi via via aumentata man mano che ci si avvicina all'accordo.
Il campo di frequenza dello strumento arriva sino al centinaio di MHz; per frequenze superiori cambia la tecnica con cui è realizzato il circuito risonante, non più a componenti discreti: al crescere della frequenza si hanno progressivamente il tipo butterfly (fino a 500 MHz), quello a linea e a cavità: questi ultimi, a causa dell'elevato valore di Q, consentono precisioni molto buone (0,01 %).

Frequenzimetro a ponte

Alcuni circuiti a ponte, che vengono raramente usati per la *misura di impedenze* (perché nella loro condizione di equilibrio compare la frequenza e quindi presentano l'inconveniente di introdurre l'errore con cui questa è nota e consentono la taratura dello strumento ad una sola frequenza), vengono invece talvolta utilizzati per misurare la frequenza. I più comuni tra questi sono:

Ponte di Wien

Questo ponte è già stato studiato in altre parti.
Dalla condizione di equilibrio, se il ponte è stato realizzato con le resistenze e le capacità dei due lati complessi uguali e con le resistenze dei due lati resistivi una doppia dell'altra, risulta

$$f_x = \frac{1}{2\pi RC}$$

dove R e C sono i componenti dei due lati complessi.
Variando in passo sia le R che le C (a scatti e con continuità), si riesce a coprire tutto il campo di frequenza dello strumento (in genere limitato alla gamma audio).

Ponte a risonanza

È un ponte con tre lati resistivi uguali ed il quarto nel quale, alla resistenza contenuta negli altri lati si è aggiunto un gruppo LC serie. Evidentemente l'equilibrio viene raggiunto (variando L a scatti e C gradualmente) quando la frequenza f_x porta il circuito accordato alla risonanza.
Come si può notare, il principio di funzionamento è assai simile a quello dell'ondametro, del quale però il ponte a risonanza risulta assai più sensibile in quanto, attorno al punto di risonanza, avverte anche le variazioni di fase del lato reattivo (che sono molto forti) e non solo le variazioni di corrente (che, tranne per Q elevatissimi, sono molto scarse).

Frequenzimetro analogico

Il segnale a frequenza f_x viene amplificato/attenuato e quindi squadrato e differenziato: si ottiene in tal

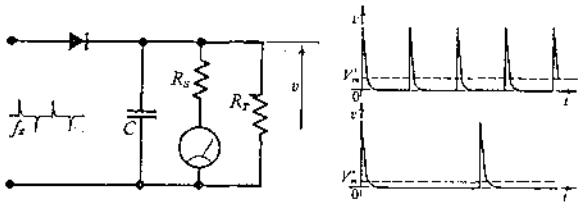


Figura 4.88. Frequenzimetro analogico: circuito di misura ed esempi di dipendenza del valor medio V_m dalla f_x.

modo un treno di impulsi a f_x che viene poi avviato ad un circuito come quello della fig. 4.88. In esso il diodo seleziona gli impulsi positivi e di questi se ne misura poi il valor medio nel periodo con uno strumento a bobina mobile. L'indicazione dello strumento dipende allora dalla frequenza f_x e dalla costante di tempo del circuito. La taratura avviene applicando all'ingresso un segnale a frequenza nota e regolando opportunamente il valore della costante di tempo agendo su R_T.
Le prestazioni migliorano soprattutto alle B.F. e guadagnando in sensibilità, qualora, tramite un multivibratore monostabile, si trasformino i picchi a f_x in impulsi di durata τ ben definita e costante, tanto maggiore quanto più è bassa la f_x.
La precisione generalmente è di qualche %, in un campo di frequenza che va da alcuni Hz a 10 MHz. Si tratta comunque di strumenti in via di estinzione, in quanto non possono in alcun modo competere con i contatori numerici.

7.2. Misure relative di frequenza

Scorrimento dell'immagine sull'oscilloscopio

Se si invia una frequenza campione f_c al trigger esterno di un oscilloscopio al cui ingresso Y è invece applicata la f_x, dallo scorrere dell'immagine sullo schermo è possibile stabilire di quanto le due frequenze differiscano, e lo scorrimento dell'immagine significa che non vi è rapporto intero tra la frequenza della tensione in esame e quella del dente di sega.
Innanzitutto, pensando a ciò che avviene nello strumento, non è difficile rendersi conto che, se l'immagine scorre verso destra, vuol dire che $f_x < f_c$, mentre se è $f_x > f_c$ scorre verso sinistra.
Occorre a questo punto cercare di valutare la velocità di scorrimento dell'immagine; supponendo che sia di 1 periodo in 10 secondi, ciò significa un $\Delta f = 0{,}1$ Hz.
Come si può comprendere, questo metodo non è molto preciso, soprattutto per la difficoltà di rilevare con esattezza la velocità di scorrimento.
Conviene sempre in questi casi aggiustare una delle

due frequenze sul valore dell'altra, in modo da fermare l'immagine sullo schemo, e, per essere certi di avere ottenuto questo obiettivo, è opportuno aumentare la risoluzione dell'oscilloscopio intervenendo sia sull'amplificazione del canale Y che sulla velocità di esplorazione orizzontale.

Figure di Lissajous

È un metodo con il quale si confrontano le frequenze di due segnali sinusoidali mediante l'osservazione delle figure che appaiono sullo schermo di un oscilloscopio, quando i due segnali vengano applicati all'asse X e all'asse Y (indifferentemente) cioè in un funzionamento XY.
Se il rapporto tra le due frequenze:

– *è un numero intero* oppure *il rapporto tra due numeri interi*, l'immagine sullo schermo risulta ben ferma e da essa si può risalire al rapporto tra la frequenza incognita e quella campione;

– *differisce da un numero intero* o *rapporto di numeri interi*, l'immagine sullo schermo non è ferma, ma confusa e da essa non è possibile ricavare alcuna informazione;

– *differisce di poco da un numero intero* o *da un rapporto di numeri interi*, l'immagine è intelligibile e, pur non essendo ferma, si muove lentamente permettendo così, dallo studio del suo moto, di ricavare indicazioni sul valore di f_x.

Segnali isofrequenziali

Si supponga che i due segnali abbiano la stessa frequenza. In tal caso saranno esprimibili con le

$$v_y = V_y \operatorname{sen} \omega t$$

$$v_x = V_x \operatorname{sen} (\omega t + \varphi)$$

e corrispondentemente daranno luogo sullo schermo a moti armonici in direzioni perpendicolari secondo le

$$\begin{aligned} y &= Y \operatorname{sen} \omega t \\ x &= X \operatorname{sen} (\omega t + \varphi) , \end{aligned} \qquad (4.3.)$$

che rappresentano le equazioni parametriche della curva visibile sullo schermo. L'equazione cartesiana si ottiene sviluppando la seconda delle (4.3.),

$$x = X (\operatorname{sen} \omega t \cos \varphi + \cos \omega t \operatorname{sen} \varphi) ,$$

sostituendovi la prima,

$$\frac{x}{X} - \frac{y}{Y} \cos \varphi = \cos \omega t \operatorname{sen} \varphi$$

ed elevando al quadrato,

$$\frac{x^2}{X^2} + \frac{y^2}{Y^2} \cos^2 \varphi - \frac{2xy}{XY} \cos \varphi = \cos^2 \omega t \operatorname{sen}^2 \varphi .$$

Ricordando poi che

$$\cos^2 \omega t = 1 - \operatorname{sen}^2 \omega t = 1 - \frac{y^2}{Y^2}$$

si ha:

$$\frac{y^2}{Y^2} + \frac{x^2}{X^2} - \frac{2 \cos \varphi}{XY} xy = \operatorname{sen}^2 \varphi \qquad (4.4.)$$

che rappresenta l'equazione di un'ellisse con centro nell'origine e racchiusa dentro ad un rettangolo che ha lati uguali rispettivamente pari a $2Y$ e a $2X$.

A questo risultato si perviene anche per via grafica, costruendo la risultante del moto delle proiezioni di due punti che descrivono sinusoidi su due assi perpendicolari. Come può vedersi nella fig. 4.89., la

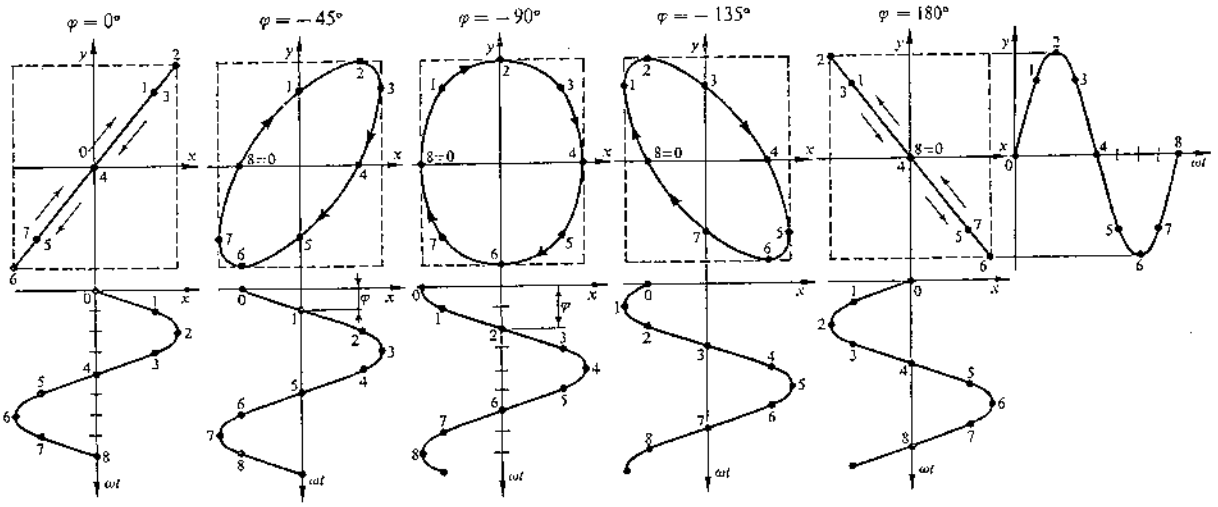


Figura 4.89. Figure di Lissajous: caso di segnali isofrequenziali. Le tre curve centrali sono per x in ritardo rispetto ad y. (In caso contrario è facile vedere che le curve risulteranno identiche, ma percorse in senso antiorario).

successione di numeri sta ad indicare la progressione temporale: l'ellisse viene descritta da un punto che si muove in senso orario perché nel caso di figura è $\varphi < 0$. Al contrario se $\varphi > 0$. A seconda dei valori di φ l'ellisse risulta più centrata o più inclinata verso destra o verso sinistra, fino a degenerare nelle diagonali del rettangolo $(2Y; 2X)$. Ciò è confermato anche dalla (4.4.) nella quale, per $\varphi = 0$, risulta,

$$\frac{y^2}{Y^2} + \frac{x^2}{X^2} - \frac{2}{XY}xy = 0$$

e quindi

$$y = \frac{Y}{X}x\,, \tag{4.5.}$$

cioè una retta per l'origine con inclinazione Y/X.
Analogamente, ponendo $\varphi = \pi$, risulta,

$$y = -\frac{Y}{X}x \tag{4.6.}$$

anch'essa retta per l'origine ma con inclinazione opposta.
Un caso particolare notevole è poi quello in cui $Y = X$: continuano a valere considerazioni sostanzialmente simili alle precedenti, solo che quando $\varphi = \pm 90°$, l'ellisse diviene una circonferenza. Infatti la (4.4.) diviene

$$y^2 + x^2 = Y^2 \tag{4.7.}$$

che è l'equazione di una circonferenza con centro nell'origine e raggio $Y = X$.

Segnali con frequenze che stanno in rapporti semplici

In questo caso si avrà:

$$v_y = V_y \operatorname{sen} \omega_y t\,,$$

$$v_x = V_x \operatorname{sen} (\omega_x t + \varphi)\,.$$

Queste due tensioni, applicate rispettivamente alle coppie di placche di deflessione verticale e orizzontale, daranno luogo, lungo queste due direzioni, a spostamenti sullo schermo regolati dalle

$$y = Y \operatorname{sen} \omega_y t$$

$$x = X \operatorname{sen} (\omega_x t + \varphi)\,,$$

che rappresentano le equazioni parametriche della curva. Essa appare ferma se ω_y/ω_x è un numero intero o un rapporto di numeri interi: in caso contrario l'immagine appare in movimento, tanto più lento quanto più ci si avvicina ad una condizione di immagine ferma.
Da un punto di vista matematico questa condizione si ottiene imponendo che dopo un tempo $T = 2\pi/\omega$ la curva si riproponga con modalità identiche nello stesso punto dello schermo, cioè occorre sia

$$\omega_y = N_y \omega\,, \quad \omega_x = N_x \omega \tag{4.8.}$$

e che

$$y(t + T) = Y \operatorname{sen} N_y \omega \left(t + \frac{2n\pi}{\omega}\right) = y(t)\,,$$

$$x(t + T) = X \operatorname{sen} \left[N_x \omega \left(t + \frac{2n\pi}{\omega} + \varphi\right)\right] = x(t)\,.$$

L'equazione cartesiana della curva si ottiene elimi-

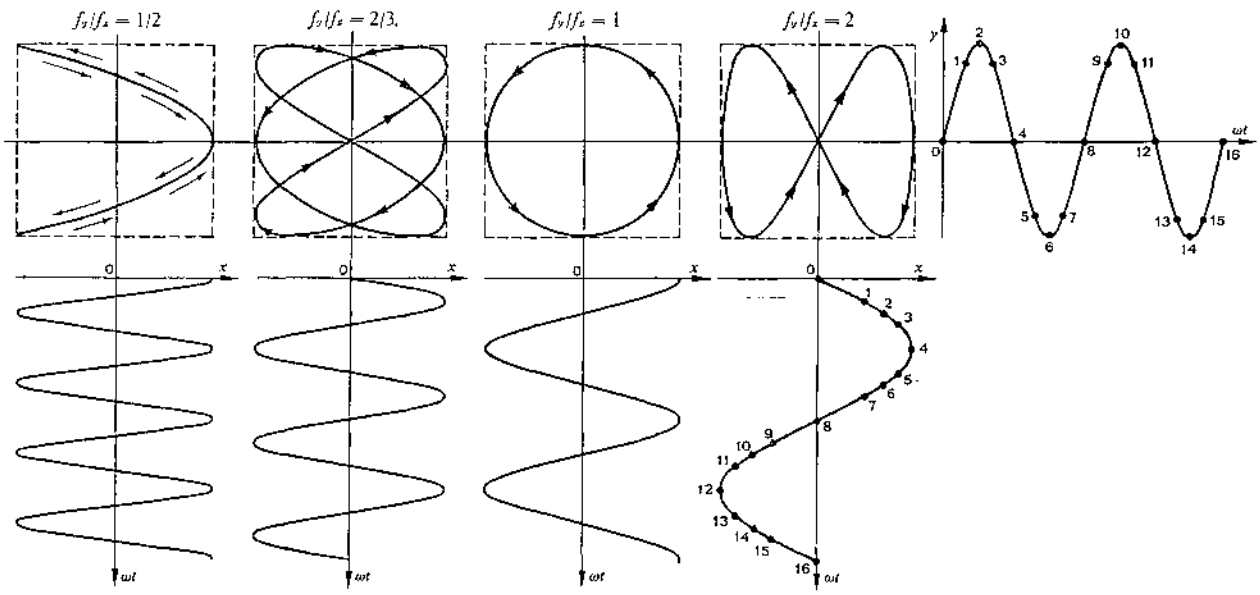


Figura 4.90. Figure di Lissajous: caso di segnali le cui frequenze stanno tra loro in rapporti semplici f_y/f_x (per una certa relazione di fase).

nando il parametro t dalle precedenti:

$$y = Y \operatorname{sen}\left[\frac{N_y}{N_x} \operatorname{arc\,sen}\frac{x}{X} + \varphi\right]. \qquad (4.9.)$$

È una curva tutta racchiusa dentro ad un rettangolo con lati $2Y$ e $2X$, e, per poter risalire al rapporto tra le due frequenze in gioco, è importante individuare i punti di tangenza della curva stessa con due lati adiacenti di quel rettangolo.
Per quanto riguarda le tangenze con un lato verticale, ciò si ottiene imponendo nella (4.9.) $x = X$:

$$y = Y \operatorname{sen}\left[\frac{N_y}{N_x}\left(\frac{\pi}{2} + 2n\pi + \varphi\right)\right] \qquad (4.10.)$$

e dall'esame di questa equazione si deduce che il numero delle tangenze ricercate è N_x, in quanto è proprio N_x l'unico elemento variabile. I valori delle ordinate dei vari punti di tangenza si ottengono dalla (4.10.) ponendo successivamente, al posto di N_x, i numeri interi crescenti da 1 a N_x.
In modo del tutto analogo si trova che i punti di tangenza con la retta $y = Y$ sono N_y.
Concludendo, dall'immagine della curva sullo schermo si rilevano i punti di tangenza N_x e N_y e dalle (4.8.) si può pervenire al valore del rapporto delle frequenze:

$$\frac{f_x}{f_y} = \frac{N_x}{N_y}. \qquad (4.11.)$$

Nella fig. 4.90. sono riportate le immagini delle curve che appaiono sullo schermo per alcuni valori del rapporto f_x/f_y.

Metodo dell'asse Z

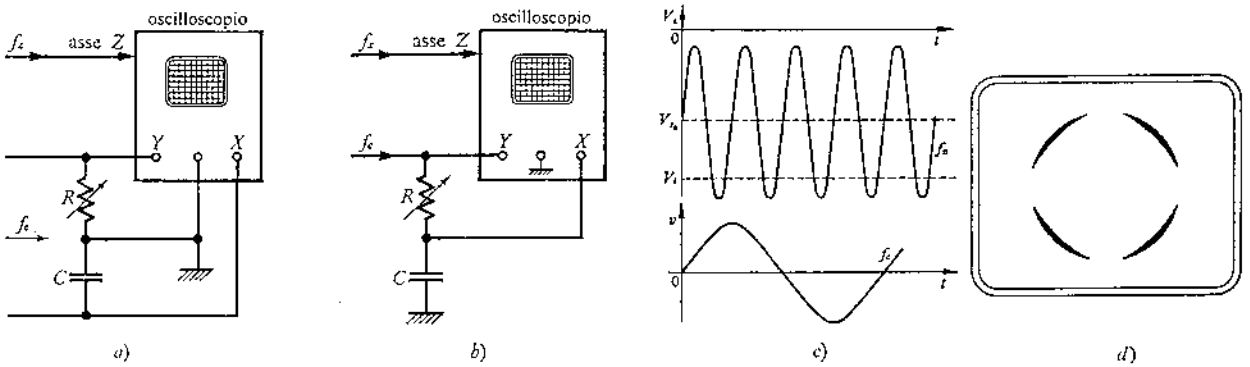
Ricordato che con « asse Z » s'intende la possibilità di modulare la luminosità della traccia sullo schermo di un CRT agendo sulla sua griglia di controllo, questo metodo consiste nell'utilizzare il segnale proveniente dal generatore campione per realizzare sullo schermo una figura di Lissajous (la più semplice possibile, cioè un'ellisse o una circonferenza) e nell'inviare l'incognita alla griglia di controllo del CRT.

Naturalmente, per poter realizzare sullo schermo un cerchio utilizzando il solo segnale a f_c, è necessario ricorrere ad un circuito sfasatore, come riportato nella fig. 4.91.*a* ed agire su R e sui coefficienti di deflessione dei canali X e Y in modo da rendere uguali le deflessioni nelle due direzioni (con $R = 1/\omega_c C$ la condizione è ottenuta con i guadagni dei due canali coincidenti).
Lo schema riportato richiede che la sorgente della f_c possieda uscita bilanciata. Ove questo non sia possibile si può ricorrere al circuito in *b*), nel quale lo sfasamento tra i segnali in X e in Y non può però mai essere 90°; ci si avvicina a questa situazione quanto più $R > 1/\omega_c C$ ma naturalmente procedere in questa direzione porta ad un segnale ai capi di C sempre più piccolo, e quindi occorre fare i conti con le possibilità di amplificazione dell'oscilloscopio. Si tenga presente che, al variare di ω_c, varia il rapporto tra le ampiezze dei due segnali e quindi, per avere una curva prossima ad una circonferenza, è necessario prevedere l'intercambiabilità di R o di C.
L'ampiezza della sinusoide a f_x deve essere sufficiente a portare, in corrispondenza dei suoi picchi negativi, il CRT oltre l'interdizione V_i (fig. 4.91.*c*). L'immagine che appare sullo schermo è allora quella in *d*) e si vede chiaramente che il valore del rapporto tra le due frequenze è pari al numero delle interruzioni (1)

$$f_x = n f_c .$$

L'immagine risulta ferma se il rapporto tra le due frequenze è un numero intero, altrimenti ruota in un senso o nell'altro.
Anche con questo metodo le due frequenze non possono essere troppo diverse tra loro, altrimenti vi è difficoltà a contare le interruzioni sullo schermo, tuttavia questa limitazione è meno stringente che nel caso delle figure di Lissajous.

(1) Infatti, nell'intervallo di tempo (periodo della f_c) in cui il pennello elettronico descrive un'intera circonferenza, la f_x interdice il CRT per un numero di volte n pari al rapporto f_x/f_c.



a) *b*) *c*) *d*)

Figura 4.91. Metodo dell'asse Z per la misura di frequenza. Negli schemi la sorgente di f_c ha uscita: *a*) bilanciata; *b*) sbilanciata; *c*) il segnale a f_x interdice il CRT; *d*) immagine sullo schermo nell'ipotesi $f_x = 4f_c$ di cui in *c*).

Figure cicloidali

Un altro metodo di misura di frequenza assai simile ai precedenti è quello di porre a confronto, con opportuna disposizione circuitale, la frequenza incognita f_x con quella campione, ottenendo sullo schermo di un normale oscilloscopio *andamenti cicloidali* (*roulette patterns*).
Dall'esame di queste immagini è poi semplice risalire al rapporto tra le due frequenze.
Occorre realizzare un circuito come quello della fig. 4.92.*a*: in esso sia la frequenza campione f_c che quella incognita f_x vengono avviate ad un circuito sfasatore RC.
Le uscite di ciascuno di questi circuiti, avviate separatamente agli assi Y e X dell'oscilloscopio, darebbero luogo ad ellissi (ancor meglio a cerchi se $V_c = V_x$).
Invece, se sommate ed inviate agli ingressi dell'oscilloscopio, danno luogo a curve cicloidali molto piacevoli a vedersi. Si possono verificare due casi.

Andamenti epicicloidali

Qualora il pennello del CRT si trovi a descrivere le due ellissi (di cui si è detto prima), nello stesso senso, sovrapponendo i due segnali, se il rapporto tra le due frequenze è un numero intero, appare sullo schermo un andamento di tipo epicicloidale come in *b*) con cuspidi o volte a seconda del valore relativo delle ampiezze dei due segnali.

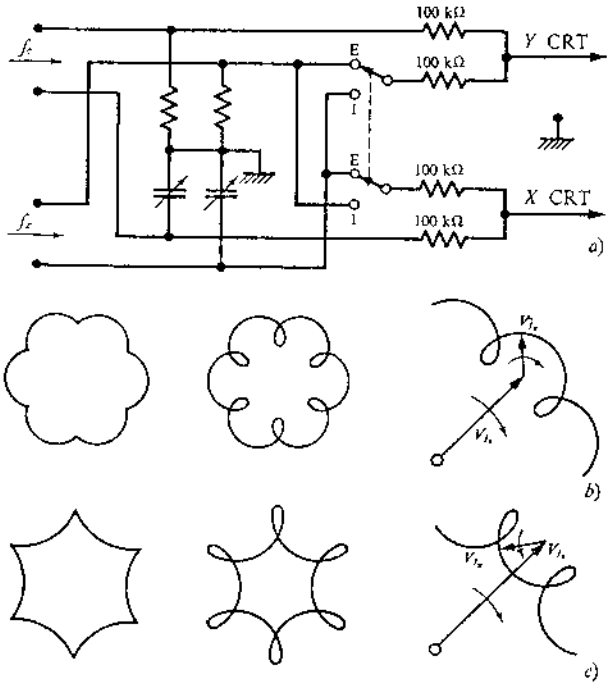


Figura 4.92. Metodo delle figure cicloidali per la misura di frequenza: *a*) circuito; *b*) epicicloidi e vettori componenti con velocità di rotazione (pulsazioni) concordi; *c*) ipocicloidi e vettori componenti con velocità di rotazione discordi. Il caso illustrato si riferisce ad una condizione di $n = 6$.

È possibile verificare che in questa situazione

$$f_x = (n+1)f_c$$

dove n rappresenta il numero di cuspidi o di volte.

Andamenti ipocicloidali

La situazione precedente può essere mutata agendo sul doppio commutatore inserito nello schema *a*). In questo caso il senso di percorrenza delle due ellissi è opposto e sullo schermo, sovrapponendo le uscite dai due circuiti sfasatori, si ottiene, se il rapporto tra le due frequenze è intero, un andamento ipocicloidale come in *c*), con cuspidi o volte a seconda del valore relativo delle due ampiezze.
È possibile verificare che in questa situazione:

$$f_x = (n-1)f_c\,.$$

Metodo dei battimenti

Quello dei battimenti è un fenomeno ben noto anche in acustica: due suoni vengono uditi separatamente finché hanno frequenze molto diverse, ma non appena queste si approssimano (la loro differenza diviene cioè minore di ~ 50 Hz), l'orecchio non riesce più a percepirli separatamente, ma ne fa la somma ed in pratica « sente » un suono di frequenza prossima a quella dei due suoni componenti con intensità che varia (trillato) con frequenza pari alla differenza delle medesime. Sfruttando questo principio vengono accordati gli strumenti musicali.

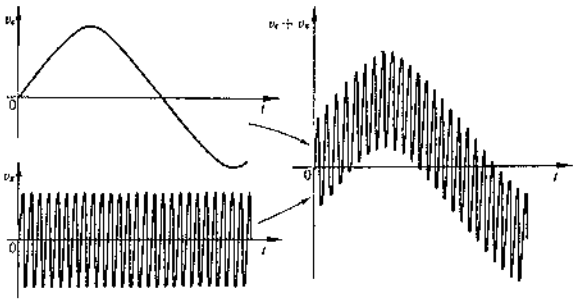


Figura 4.93. Somma di due tensioni sinusoidali con frequenze molto diverse.

In campo elettrico succede un fenomeno analogo se si sommano tra loro per es. due tensioni v_c e v_x con frequenze $f_c \neq f_x$:
– se le due frequenze sono molto diverse, la somma delle due tensioni risulta come in fig. 4.93. e non è di nessuna utilità per eseguire misure di frequenza;
– quando invece le due frequenze f_c e f_x non sono molto diverse (fig. 4.94.), vi saranno istanti in cui le due tensioni hanno la stessa polarità e istanti nei quali le polarità sono opposte: la somma delle due tensioni presenterà quindi un'ampiezza con massimi e minimi che si alternano ritmicamente (*battimento*)

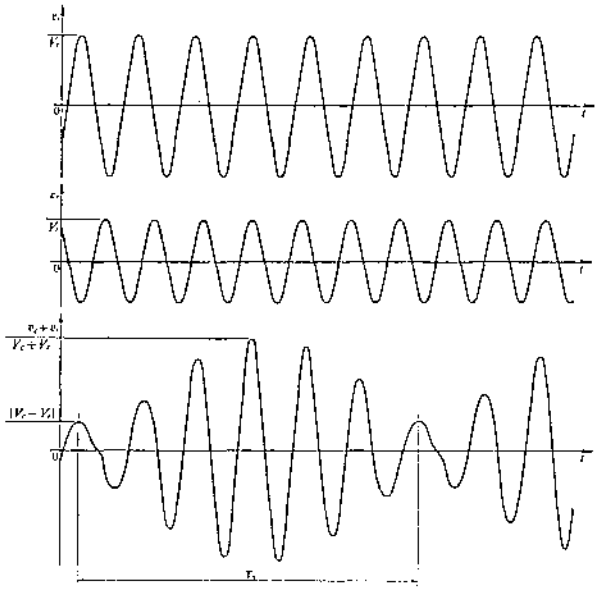


Figura 4.94. Fenomeno dei battimenti: forme d'onda componenti (v_c e v_x) e risultante ($v_c + v_x$).

con un periodo che vale:

$$T_b = \frac{1}{|f_x - f_c|} = \frac{1}{f_b} . \qquad (4.12.)$$

La misura di frequenza si può quindi eseguire applicando le due tensioni sinusoidali ad un *circuito sommatore*, come per es. la rete a T (fig. 4.95.) nella quale $R \gg R_1$ (50÷100 volte). La funzione di questa rete è di accoppiare-disaccoppiare le sorgenti delle due frequenze, senza che la più potente trascini l'altra sulla propria frequenza, realizzando così una coincidenza apparente che condurrebbe a misure errate. Variando la f_c, ci si può condurre al punto in cui il periodo $T_b \to \infty$ e quindi alla condizione $f_x = f_c$.

In passato era consuetudine utilizzare questo metodo servendosi di un trasduttore elettroacustico (cuffia, altoparlante) al posto dell'oscilloscopio, interponendo un rivelatore d'ampiezza quando la misura eccedeva il campo di frequenza della banda acustica.

Ad una migliore comprensione del fenomeno dei battimenti si perviene o per via grafica, utilizzando il diagramma vettoriale, o per via matematica.

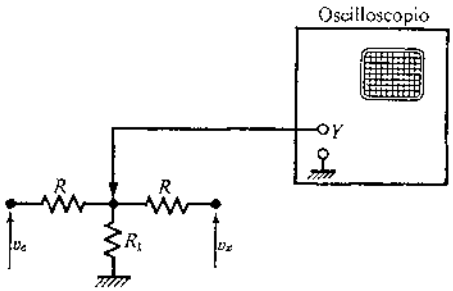


Figura 4.95. Metodo dei battimenti per la misura di frequenza.

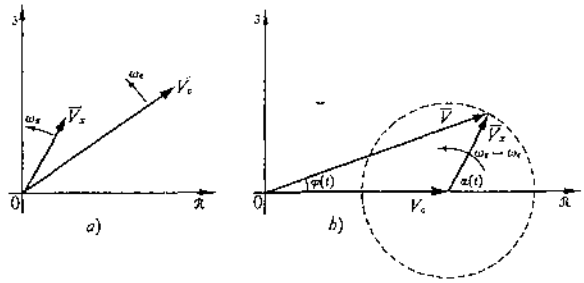


Figura 4.96. Composizione vettoriale di due tensioni di frequenze poco diverse: *a*) situazione reale; *b*) col piano complesso solidale al vettore V_c.

Col *metodo grafico*, se si chiamano:

$$v_x = V_x \operatorname{sen}(\omega_x t + \varphi_x) \quad \text{e} \quad v_c = V_c \operatorname{sen}(\omega_c t + \varphi_c)$$

le due tensioni in gioco, esse possono essere rappresentate nel piano complesso con due vettori ruotanti attorno all'origine con velocità angolare ω_x e ω_c rispettivamente (fig. 4.96.). Occorre farne la somma, tuttavia, dato che ω_x e ω_c sono diverse anche se non molto, l'angolo α che essi formano è funzione del tempo e quindi il vettore risultante varia istante dopo istante in modulo e argomento. La situazione diviene più facilmente comprensibile ricorrendo allo strattagemma di porre l'osservatore solidale per es. col vettore $\overline{V}_c$ che diviene quindi il riferimento: ciò non modifica la sostanza del fenomeno, ma consente di considerare fermo il vettore $\overline{V}_c$ e in movimento con velocità angolare $(\omega_x - \omega_c)$ il vettore $\overline{V}_x$.

Ci si può allora rendere conto che sia il modulo che l'argomento della risultante variano col tempo. Si avrà cioè:

$$v(t) = V(t) \operatorname{sen}[\omega_c t + \varphi(t)] \qquad (4.13.)$$

dove il valore di $V(t)$ si ricava facilmente dalla figura *b*) applicando il teorema di Pitagora:

$$V(t) = \sqrt{[V_c + V_x \cos\alpha(t)]^2 + [V_x \operatorname{sen}\alpha(t)]^2} =$$

$$= \sqrt{V_c^2 + V_x^2 + 2V_c V_x \cos\alpha(t)} \qquad (4.14.)$$

nella quale si è considerato l'angolo:

$$\alpha(t) = (\omega_x t + \varphi_x) - (\omega_c t + \varphi_c) = (\omega_x - \omega_c) t + \alpha_0 .$$

Dalla figura si vede facilmente che $v(t)$ è una tensione variabile con andamento solo approssimativamente sinusoidale, ma con ampiezza, frequenza e fase modulate. L'ampiezza è data dalla (4.14.), la fase $\varphi(t)$ può essere ottenuta dal diagramma vettoriale, e vale

$$\varphi(t) = \operatorname{arctang} \frac{V_x \operatorname{sen}\alpha(t)}{V_c + V_x \cos\alpha(t)} , \qquad (4.15.)$$

mentre la frequenza istantanea è ricavabile dalla (4.13.) derivando $[\omega_c t + \varphi(t)]$.

Dal diagramma vettoriale è pure facile comprendere che quando si faccia variare la f_c fino a portarla a coincidere con f_x, arrivati a questo punto, il moto relativo dei due vettori V_x e V_c cessa e quindi l'ampiezza della tensione v non varia più, ma si fissa ad un valore compreso tra $V_x + V_c$ e $|V_x - V_c|$, dipendente dalla posizione dei vettori V_x e V_c al momento in cui si è realizzata la condizione $f_x = f_c$.

Possibilità di misura

Con i metodi precedenti, la condizione più semplice per eseguire una misura di frequenza si ottiene quando si riesca ad imporre $f_x = f_c$ e quindi un'immagine perfettamente immobile sullo schermo: ciò richiede un generatore che possa variare finemente con continuità la f_c.
In tal caso la precisione della misura è affetta da un errore di apprezzamento del valore indicato e dalla taratura del quadrante dello strumento (nel caso più generale di diversi %, ma in ogni caso superiore all'errore di instabilità).
L'errore di misura può invece ridursi notevolmente nel caso si disponga di campioni di grande stabilità e risoluzione (*sintetizzatori*).
L'instabilità del campione e della sorgente di segnale incognito intervengono poi in modo determinante nel porre un *limite superiore di frequenza* a questo tipo di misura: diviene infatti problematico l'ottenimento di un'immagine ferma sullo schermo, a parità di stabilità, tanto più elevata è la frequenza.
Supponendo anche che la f_x sia molto stabile (al limite costante), se si utilizza come generatore di f_c un usuale generatore di B.F. con una stabilità di 10^{-4}, ciò significa che quando sia $f_c = 100$ kHz, in realtà essa può variare tra $(100000 - 10)$ Hz e $(100000 + 10)$ Hz, cioè di 20 Hz, rendendo l'immagine inintelligibile.
Con una strumentazione di questo tipo i 100 kHz possono essere considerati il limite superiore di frequenza.
Alternativamente la misura può avvenire ugualmente anche se non si raggiunge con precisione la condizione $f_x = f_c$, aggiustando la f_c al valore più prossimo a f_x: così facendo l'immagine sullo schermo risulterà in movimento ma, se questo è sufficientemente lento, sarà ugualmente intelligibile. In queste condizioni sarà:

$$f_x = f_c \pm \Delta f \qquad (4.16.)$$

con $\Delta f = n/60$, dove n è il numero di volte che in un minuto l'immagine riassume una certa configurazione (nelle figure di Lissajous per es. il numero di apparizioni successive delle rette a inclinazione positiva; nell'asse Z il numero di giri di una interruzione; nei battimenti il numero di massimi o di minimi che si presentano con la base dei tempi disposta convenientemente).
La cosa meno semplice è quella di stabilire se aggiungere o togliere Δf: ci si può regolare variando di pochissimo la f_c in una direzione e verificando se questa variazione ha provocato un avvicinamento o un allontanamento dall'equilibrio.
Nel caso delle figure di Lissajous un metodo consiste nell'avviare all'asse Z una tensione a dente di sega a frequenza almeno 10 volte maggiore a quelle in gioco e ampiezza un poco superiore alla tensione di interdizione: la figura di Lissajous apparirà a tratti luminosi interrotti e con intensità progressivamente in diminuzione: ciò consente di stabilire il senso seguito dal pennello per tracciare la figura: se orario $f_x < f_c$, se antiorario il contrario.

Con oscilloscopio campionatore

Il principio stesso di funzionamento di questo strumento permette di estendere i limiti di frequenza di tutte queste misure a tutto il suo campo di frequenza, fino a diversi GHz.

Contatore numerico

È lo strumento che attualmente offre le migliori garanzie di flessibilità, facilità d'uso, precisione e costo.
Per le misure di frequenza che prevedono il suo impiego, si rimanda a quanto esposto in questo stesso capitolo.

8. Misure di tempo

Le misure di intervallo di tempo, effettuate con mezzi elettronici, vengono normalmente eseguite con Oscilloscopio o con il Contatore numerico, con precisioni che, col primo strumento sono al meglio frazioni del %, mentre il secondo permette di effettuare misure con risoluzione fino ai ns e oltre.

Non si vuole certamente riprendere qui in esame il funzionamento di questi due strumenti, già largamente studiati in altra parte, ma ci si limiterà a considerare come vengano eseguite alcune misure di tempo e quali accorgimenti consentano di ottenere i migliori risultati.

Con l'oscilloscopio

Per la misura di tempi caratteristici (1) di una forma d'onda periodica (2) e cioè:

- *durata di un impulso;*
- *ciclo di lavoro;*
- *tempi di transizione* (di *salita* e di *discesa*);
- *tempi di ritardo;*
- *periodo,*

può essere utilizzato un normale oscilloscopio e si raggiungono risultati tanto migliori quanto più lo strumento è di pregio.
Naturalmente è necessario utilizzarlo al meglio delle sue possibilità, visualizzando la forma d'onda in modo conveniente, compatibilmente con eventuali limiti di linearità che si incontrano ai bordi e che sono specificati dal costruttore. Agendo in questo modo l'errore relativo di apprezzamento risulta senz'altro minore.
Qualora si debbano misurare tempi molto piccoli, occorre fare attenzione al tempo di salita del canale *Y* dell'oscilloscopio che può costituire una parte rilevante del tempo misurato e quindi introdurre un errore sistematico non trascurabile, ma di cui si può tenere conto (cap. 2, § 1.4.). In ogni caso occorre far ricorso al *magnificatore* o ancor meglio, se si dispone di un oscilloscopio che la possiede, alla *base dei tempi ritardata.*
Con questa, la misura può avvenire nel modo tradizionale, sfruttando solamente la maggiore possibilità di espansione e rilevando l'intervallo dal conteggio delle divisioni sullo schermo moltiplicato per il coefficiente di tempo della base dei tempi ritardata.
Un modo di procedere diverso, a cui si può ricorrere quando la base dei tempi principale è già in grado di fornire una rappresentazione sufficientemente espansa, è quella di utilizzare l'intensificazione della traccia, ridotta a dimensioni puntiformi (minima durata della rampa veloce) come « marker » posizionabile con il comando di delay (fig. 4.97.).
Recentemente si sono resi disponibili in commercio oscilloscopi con *doppia base dei tempi ritardata*: la loro utilizzazione in questo tipo di misura è particolarmente indicata e porta a risultati più precisi, considerato il fatto che, in questi oscilloscopi di grande pregio, la lettura dell'intervallo di tempo misurato viene presentata automaticamente su un display o su di un readout. In *d*) è riportata una misura di tempo di salita effettuata con uno di questi strumenti. Molto spesso, per facilitare l'individuazione dei livelli 10% e 90% dell'ampiezza dell'impulso (3), il costruttore inserisce questi livelli nel reticolo riportato sullo schermo.

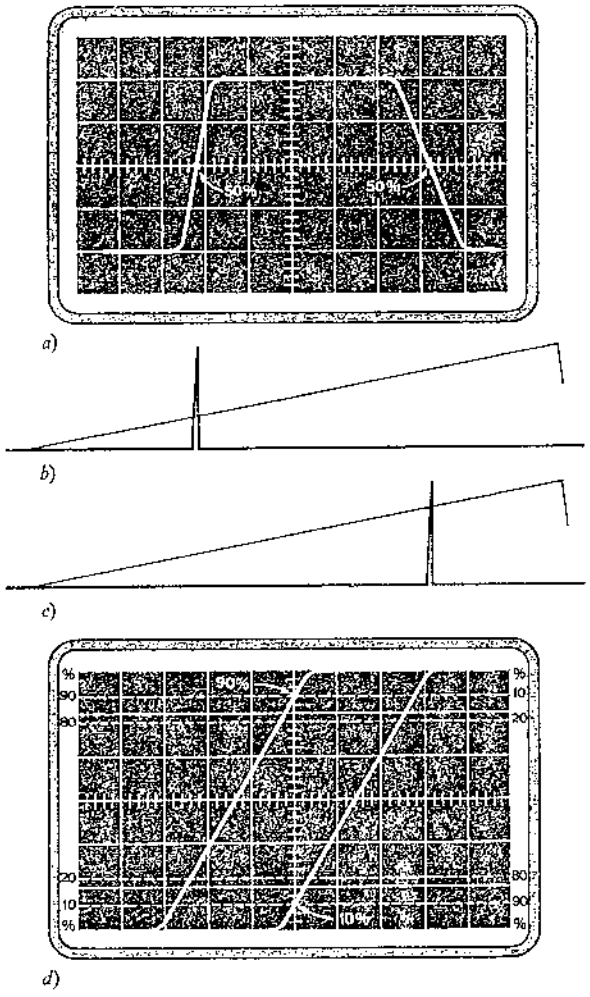


Figura 4.97. Misura di intervallo di tempo.
Di durata di un impulso (*a*) in posizione MAIN con intensificazione. La misura avviene posizionando il marker al 50% dell'ampiezza dell'impulso, prima nel fronte di salita (*b*), e successivamente su quello di discesa (*c*): il risultato si ottiene moltiplicando la differenza delle indicazioni del comando del ritardo in (*b*) e in (*c*) per il coefficiente di tempo della base dei tempi principale.
Di tempo di salita (*d*) con oscilloscopio a doppia base dei tempi ritardata: dopo aver regolato l'ampiezza in modo tale che la base e la sommità coincidano con le linee 0% e 100% del reticolo, si agisce sul ritardo in modo tale che le due tracce intersechino la linea verticale principale del reticolo, una in corrispondenza del livello 10% e l'altra del 90%.

Col contatore numerico

Per le misure di intervalli di tempo, ai fini della precisione, sono di primaria importanza le caratteristiche dei circuiti d'ingresso del contatore. Infatti l'amplificatore ed il trigger dei due canali d'ingresso stabiliscono il livello di tensione del segnale in corrispondenza del quale il contatore inizia e termina

(1) Dei primi tre è data definizione nella fig. 1.67.
(2) Per misure su forme d'onda non periodiche occorre servirsi di un Oscilloscopio a memoria.
(3) Qualche volta, anche se molto più raramente il tempo di salita viene misurato tra i due istanti in corrispondenza dei quali il livello è pari al 20% e all'80% rispettivamente dell'ampiezza a regime.

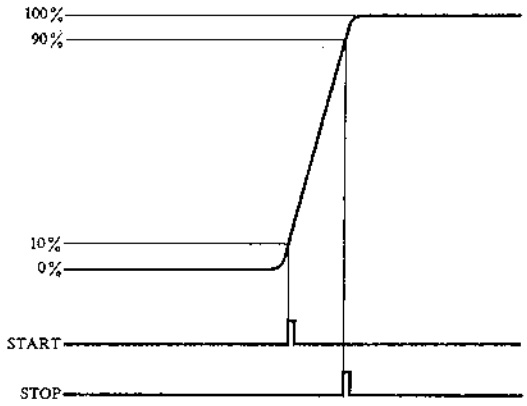


Figura 4.98. Misura di intervallo di tempo (es. tempo di salita) con il contatore numerico.

il conteggio (fig. 4.98.). A tale scopo, nei contatori di classe, la tensione del Trigger Level (che l'operatore può regolare) è disponibile per essere misurata con un DVM inserito nello strumento o esterno.
Questo problema non riguarda la misura di periodo, per la quale non ha importanza il livello del segnale al quale inizia la misura, mentre anche per il periodo interviene l'errore dovuto alla presenza dell'isteresi nel circuito di trigger.

Errore di isteresi del trigger

È un errore caratteristico della misura di intervallo di tempo col contatore numerico e la sua entità è legata al valore relativo tra l'ampiezza del segnale e quella dell'isteresi, nonché all'inclinazione dei fronti del segnale. Appare infatti chiaro (fig. 4.99.*a* e *c*) che, qualora il segnale abbia fronti (teoricamente) verticali, questo errore risulta nullo.
Si comprende quindi che, a seconda dei casi e della forma del segnale, è possibile rendersi conto se questo errore avrà un'incidenza notevole o potrà essere trascurato.
In ogni caso certi costruttori prevedono, in alcuni modelli di qualità, la compensazione di questo errore che avviene con le modalità circuitali illustrate nella fig. 4.72.*b*, cioè inserendo una tensione continua di valore pari alla metà dell'intervallo di isteresi e segno opportuno (funzione della posizione del comando di SLOPE), che si sovrappone alla tensione V_L in modo tale che la soglia che determina la commutazione venga a coincidere con precisione con il livello di trigger prescelto (fig. 4.99.*b* e *d*).

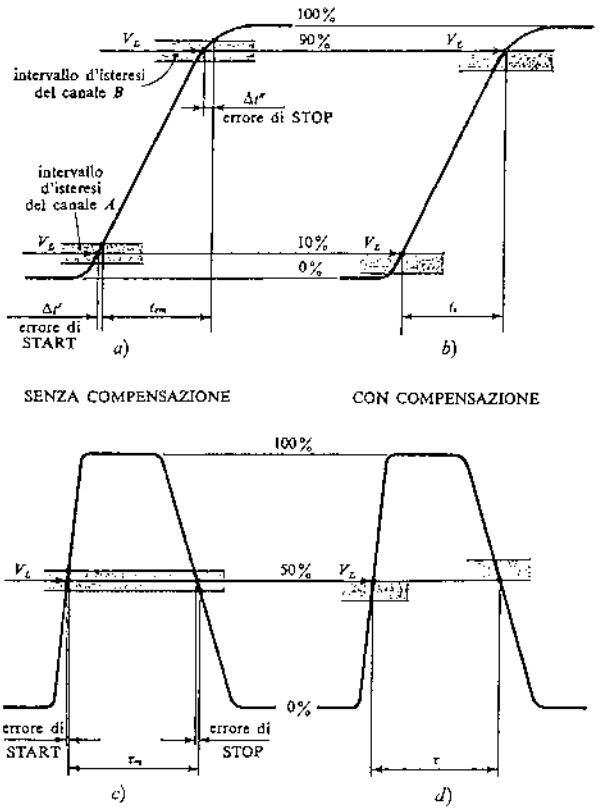


Figura 4.99. Errore sistematico dovuto all'isteresi del trigger di un contatore numerico.
I valori del tempo di salita misurato t_{sm} in (*a*) e di durata di impulso τ_m in (*c*) differiscono da quelli veri per un errore pari alla differenza degli errori di START e STOP dovuti all'isteresi.
In (*b*) e (*d*) questi errori scompaiono per l'intervento della compensazione dell'isteresi in quanto si sono portate a coincidere le soglie di START e STOP con il livello di trigger V_L.

9. Misure di fase

Anche per le misure di fase vi è una certa molteplicità di metodi e soprattutto di circuiti. Verranno ora qui di seguito presi in esame i principali.

9.1. Con l'oscilloscopio

Il modo più semplice per realizzare una misura di fase è di avviare i due segnali isofrequenziali ai due canali verticali di un oscilloscopio *a doppio cannone* o *a doppia traccia*.
Nel primo caso non esiste alcun problema particolare, perché qualunque sia il segnale trigger utilizzato per il comando interno della base dei tempi, sullo schermo si mantiene con esattezza l'informazione relativa alle fasi tra i segnali all'ingresso.
Nell'oscilloscopio a doppia traccia e trigger INT, quella informazione si mantiene solo se ci si ponga

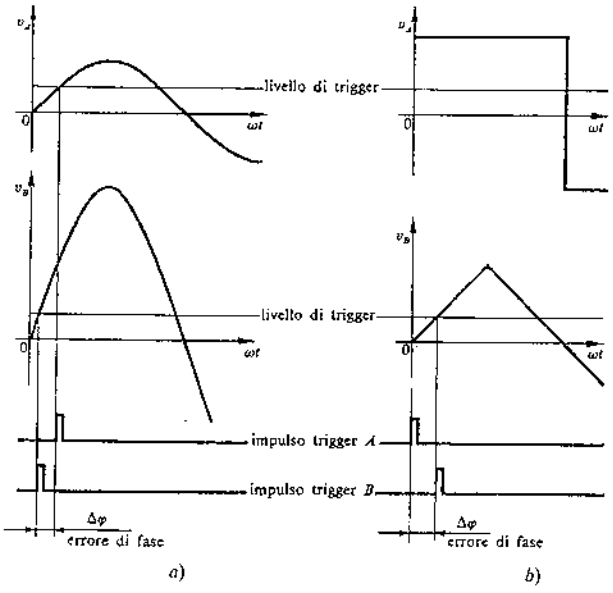


Figura 4.100. Errore di fase introdotto dal livello di trigger su segnali in fase: in *a*) l'errore è funzione dell'ampiezza, in *b*) della pendenza dei segnali. In entrambi i casi dipende anche dal livello di trigger.

nel modo di funzionamento CHOP.
Nel funzionamento ALT invece l'istante di partenza delle rampe è comandato alternativamente dagli impulsi trigger provenienti dai rispettivi canali e ciò comporta la cancellazione completa dell'informazione di fase tra i due segnali. Inoltre, anche per segnali in fase, ma che presentino caratteri diversi, (fig. 4.100.), sullo schermo appare uno sfasamento tra i due, *che nella realtà non esiste* e questo errore è in genere tanto maggiore quanto più il livello di trigger è lontano dallo zero (AUTO) (1).
Qualora, per motivi di frequenza, sia indispensabile utilizzare il modo di funzionamento ALT, occorre porsi in trigger EXT e avviare a questo ingresso uno dei due segnali.
Nella fig. 4.101 è riportata l'immagine che appare sullo schermo: occorre apprezzare il segmento $t_2 - t_1$ e T. Si avrà allora:

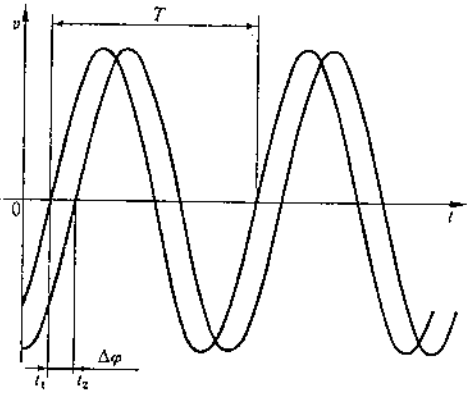


Figura 4.101. Rappresentazione della differenza di fase tra due segnali isofrequenziali.

$$\Delta\varphi = (t_2 - t_1)\frac{2\pi}{T} \quad \text{in radianti}, \qquad (4.17.)$$

$$\Delta\varphi = (t_2 - t_1)\frac{360}{T} \quad \text{in gradi}.$$

L'errore che si compie in questa misura non dipende dalla taratura della base dei tempi ma solo dalla sua linearità, dall'apprezzamento dei segmenti sullo schermo, dallo spessore della traccia, e quindi tende ad aumentare al diminuire di $(t_2 - t_1)$, cioè per $\Delta\varphi$ piccoli.
Questa misura può anche essere effettuata con un oscilloscopio *a singola traccia*, ed in questo caso è indispensabile utilizzare lo stesso segnale di riferimento come segnale di trigger EXT. In questo modo, poiché i due segnali tra i quali si vuole misurare lo sfasamento dovranno essere applicati necessariamente uno dopo l'altro all'ingresso Y, questo tipo di triggeraggio consente di mantenere il riferimento della fase e la misura risulterà tanto più precisa quanto più forma e ampiezza dei due segnali saranno simili.

9.2. Con le figure di Lissajous

Le figure di Lissajous consentono di eseguire sullo schermo dell'oscilloscopio misure di fase secondo varie modalità, di cui le principali sono le seguenti.
Si applichino alle placche di deflessione verticale e orizzontale rispettivamente, i segnali

$$v_y = V_y \operatorname{sen} \omega t \quad \text{e} \quad v_x = V_x \operatorname{sen}(\omega t + \varphi)$$

dei quali il primo è di riferimento ed il secondo quello sfasato di φ. Sullo schermo apparirà un'ellisse la cui equazione è data dalla (4.4.) e le cui intersezioni con l'asse verticale si ottengono imponendo $x = 0$, risulta:

$$\frac{y^2}{Y^2} = \operatorname{sen}^2\varphi ,$$

da cui

$$\operatorname{sen}\varphi = \frac{y}{Y}. \qquad (4.18.)$$

È quindi possibile, dal rapporto tra i due segmenti rilevati sullo schermo, risalire all'angolo φ. Si noti che la taratura del canale verticale dell'oscilloscopio non entra in gioco dovendosi calcolare il rapporto tra due segmenti e così pure non hanno alcuna im-

(1) Anche in questa posizione resta comunque un errore, per quanto molto più piccolo, dovuto al fatto che la commutazione avviene non precisamente al livello di zero ma a quello della soglia del trigger.

portanza le ampiezze dei segnali applicati all'ingresso.

È invece importante che i due canali dell'oscilloscopio non introducano un loro sfasamento, ovvero, se ciò si verifica, vi sia la possibilità di eliminarlo mediante un azzeramento preliminare: questo può essere realizzato inviando uno stesso segnale sinusoidale ai due canali Y e X e variando un'apposita regolazione fino a far apparire sullo schermo una retta passante per il 1° e 3° quadrante ($\varphi = 0$).

Un modo più semplice per giungere direttamente e rapidamente al valore dello sfasamento senza dover eseguire alcuna elaborazione matematica, è quello di tarare, con i valori in gradi dello sfasamento tra due segnali di ampiezze X e Y stabilite e uguali tra loro, i punti dei due assi cartesiani che su di essi individua l'ellisse che da tali segnali si genera.

D'altra parte, poiché la scala sugli assi è fortemente non lineare e le intersezioni tra assi ed ellisse avvengono spesso sotto forti inclinazioni, il che comporta un notevole errore di apprezzamento, in genere si preferiscono tarare in gradi dell'angolo di sfasamento φ le rette inclinate a $\pm 45°$ che, costituendo gli assi dell'ellisse, incontrano questa con un angolo di 90°. La taratura si riferisce ad una misura sull'*asse minore dell'ellisse*, e quindi è sulla retta inclinata a $+45°$ per $|\varphi| > 90°$ (2° e 3° quadrante) o su quella a $-45°$ per $|\varphi| < 90°$ (4° e 1° quadrante). Si può dimostrare che la taratura su questi nuovi assi segue le leggi [1]

$$x' = \sqrt{2}\,\mathrm{sen}\,\frac{\varphi}{2}, \qquad y' = \sqrt{2}\cos\frac{\varphi}{2}.$$

Esiste un particolare reticolo, chiamato *maschera di Webb* (fig. 4.102), da applicare sopra (o sostituire a

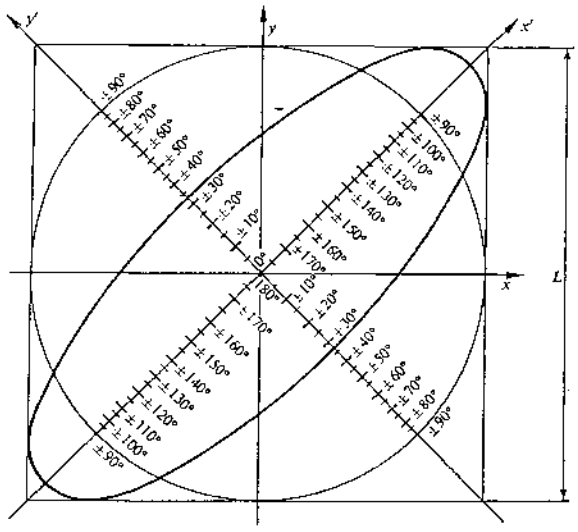


Figura 4.102. Maschera di Webb. Il segnale di riferimento e quello sfasato di φ debbono avere ampiezza uguale al lato L del quadrato: apparirà sullo schermo un'ellisse che, nel punto in cui interseca il suo asse minore, individua il valore di φ (in figura $\varphi = \pm 34°$).

quello dell'oscilloscopio, con il quale, dopo aver verificato che le ampiezze dei due segnali siano uguali e diano una deflessione orizzontale e verticale uguale al lato del quadrato, è immediato, dall'ellisse che viene rappresentata, risalire allo sfasamento φ.

Questo metodo di misura lascia però adito ad una incertezza che riguarda il segno da attribuire all'angolo φ: non consente cioè di stabilire se si tratti di anticipo o di ritardo. Per superare questo inconveniente sono stati proposti metodi diversi, introducendo nella misura:

– *una rete RC sfasatrice* sulla via del segnale incognito (sfasato). Se questa manovra produce un allargamento dell'ellisse, lo sfasamento ha lo stesso segno di quello (noto) introdotto dalla rete sfasatrice;

– *una modulazione di intensità* ottenuta avviando all'asse Z una parte del segnale di riferimento dopo averlo opportunamente sfasato: in questo modo risulta intensificata metà ellisse e indebolita l'altra metà (o viceversa) a seconda che il segnale in esame sia sfasato tra 0° e 180° (o tra 180° e 360°).

9.3. Con variatore di fase tarato

In questo caso l'oscilloscopio serve esclusivamente da *rivelatore in fase*, ossia accerta che i due segnali, applicati rispettivamente all'ingresso Y e a quello X siano in fase tra loro, con l'apparizione sullo schermo di un segmento rettilineo come in fig. 4.89. ($\varphi = 0°$).

La misura avviene nel modo seguente (fig. 4.103.): il segnale di riferimento va direttamente ad un canale, mentre quello del quale si vuole conoscere lo sfasamento è avviato all'altro canale dopo aver attra-

---

[1] Se si suppone il caso di $|\varphi| < 90°$ (4° e 1° quadrante), l'asse minore ha equazione $y = -x$.

Le intersezioni di quest'asse con l'ellisse (eq. 4.4.), nell'ipotesi che si sia imposta la condizione $Y = X = L$, si ottengono dalle:

$$\begin{cases} \dfrac{y^2}{L^2} + \dfrac{x^2}{L^2} - 2\dfrac{\cos\varphi}{L^2}\,xy = \mathrm{sen}^2\varphi \\ y = -x \end{cases}$$

$$\frac{y^2}{L^2} + \frac{y^2}{L^2} + 2\frac{\cos\varphi}{L^2}\,y^2 = \mathrm{sen}^2\varphi$$

$$\frac{2y^2}{L^2}(1 + \cos\varphi) = 1 - \cos^2\varphi$$

$$y^2 = L^2\,\frac{1 - \cos\varphi}{2} = L^2\,\mathrm{sen}^2\varphi/2,$$

da cui

$$y = \pm L\,\mathrm{sen}\,\varphi/2.$$

Ma essendo $y' = y\sqrt{2}$, risulta:

$$y' = \pm\sqrt{2}\,L\,\mathrm{sen}\,\varphi/2,$$

$$x' = \pm\sqrt{2}\,L\cos\varphi/2.$$

Analogamente per $|\varphi| > 90°$.

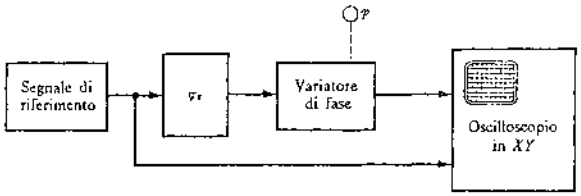


Figura 4.103. Misura di fase con variatore di fase tarato.

versato un circuito che produce uno sfasamento variabile tarato. Regolato quest'ultimo fino all'apparizione sullo schermo del segmento rettilineo corrispondente a $\varphi = 0°$, lo sfasamento cercato appare direttamente sul quadrante del circuito sfasatore, essendo uguale ed opposto a quello del circuito stesso.
Naturalmente, per giungere alla realizzazione di questo metodo occorre poter disporre di *variatori di fase*: qui di seguito se ne prendono in esame alcuni tra i più comuni.

Variatori di fase

Circuiti RC

Questi circuiti realizzano uno sfasamento tra ingresso e uscita, agendo sugli elementi passivi che li costituiscono; poiché la fase dipende anche dalla frequenza, il circuito deve essere utilizzato esclusivamente alla frequenza alla quale è stato tarato.
Il circuito più semplice è costituito da un gruppo RC serie, con uscita che può essere prelevata ai capi di R o di C, a seconda che interessi uno sfasamento tra 0° e 90° in anticipo o in ritardo rispettivamente. In fig. 4.104. ne è raffigurato uno, nel quale:

$$\overline{V}_R = V \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = V \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega CR}} = V_R \exp[j\varphi_R] \qquad (4.19.)$$

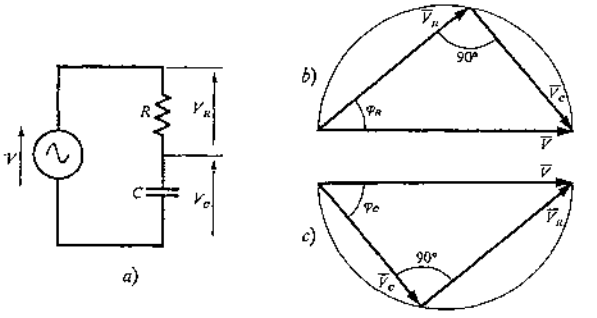


Figura 4.104. Circuito sfasatore RC semplice: *a*) circuito; *b*) e *c*) diagrammi vettoriali a seconda che la uscita sia su R o su C.

dove

$$V_R = \frac{V}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega CR}\right)^2}}; \quad \varphi_R = \operatorname{arctang} \frac{1}{\omega CR} \qquad (4.20.)$$

e

$$\overline{V}_C = V \frac{1/j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}} = V \frac{1}{1 + j\omega RC} = V_C \exp[j\varphi_C] \qquad (4.21.)$$

dove

$$V_C = \frac{V}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}; \quad \varphi_C = -\operatorname{arctang} \omega CR\,. \qquad (4.22.)$$

Dall'esame delle relazioni delle fasi si vede che la tensione V_R ai capi della resistenza è in anticipo rispetto alla tensione V, con modulo e fase che varia secondo il diagramma vettoriale in *b*). Poiché $\overline{V}_R$ e $\overline{V}_C$ sono sempre normali tra loro e con somma sempre uguale a $\overline{V}$, il luogo descritto dall'estremità del vettore $\overline{V}_R$ al variare di R e C è una semicirconferenza di diametro pari a $\overline{V}$.
Con l'uscita su C si ha una rappresentazione del tutto simile (*c*) nella quale però φ_C è negativo (tensione $\overline{V}_C$ in ritardo rispetto a $\overline{V}$).

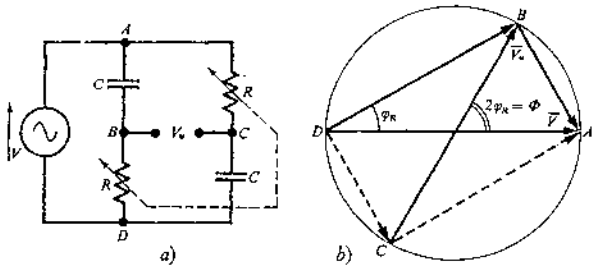


Figura 4.105. Rete sfasatrice RC a ponte: *a*) circuito; *b*) diagramma vettoriale.

Questi circuiti consentono, come già detto, di realizzare (teoricamente) sfasamenti compresi tra 0° e 90° (con uscita V_R) e tra 0° e −90° (con uscita su V_C). Questo campo in realtà è un poco più limitato, sia perché i componenti non sono ideali, sia perché alle estremità del campo da una parte la tensione d'uscita tende a zero e dall'altra occorrerebbero valori di R o di C così elevati da non permettere una sufficiente risoluzione nelle posizioni intermedie.
L'inconveniente che, per ogni valore del prodotto RC e quindi dello sfasamento, il modulo della tensione di uscita assuma valori sempre diversi, (4.20.) e (4.22.), viene superato con il circuito di fig. 4.105., che contemporaneamente offre il notevole vantaggio di permettere una escursione di fase tra 0° e 180°, qualora si effettui una variazione in passo delle R o

delle C. La tensione d'uscita vale:

$$\bar{V}_u = V\frac{R}{R+1/j\omega C} - V\frac{1/j\omega C}{R+1/j\omega C} =$$

$$= V\frac{R-1/j\omega C}{R+1/j\omega C} = V_u \exp[j\Phi],$$

da cui

$$V_u = V; \quad \Phi = 2\,\text{arctang}\frac{1}{\omega RC}.$$

Si vede cioè che il modulo della tensione d'uscita è costante e uguale a quello della tensione d'ingresso, mentre l'argomento è il doppio di quello di un semplice circuito RC e quindi è possibile realizzare uno sfasamento compreso tra 0° e 180°.
Il diagramma vettoriale in *b*) consente di giungere a queste stesse conclusioni.
Quest'ultimo circuito sfasatore RC, rispetto ai più semplici trattati in precedenza, presenta innegabili vantaggi, ma a questi contrappone l'inconveniente di non avere un morsetto comune tra ingresso e uscita da poter porre a massa, e quindi o quello o questa dovranno essere bilanciati.
In tutti i circuiti RC presi in esame finora, lo sfasamento può essere variato agendo sul prodotto RC. Quasi sempre conviene mantenere C costante e far variare R, potendo quest'ultima consentire un'escursione più ampia.
Infine, gruppi RC associati ad amplificatori operazionali danno luogo a *filtri attivi* che hanno anche l'effetto di introdurre uno sfasamento sul segnale. Esempio tipico di circuiti di questo tipo sono riportati nella fig. 4.106. Applicando i principi classici dell'operazionale, si ottiene per lo schema in *a*):

$$\bar{A} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{V}_i} = \frac{1-j\omega RC}{1+j\omega RC}; \quad A = 1; \; \varphi = -2\,\text{arctang}\,\omega RC$$

mentre per lo schema in *b*):

$$\bar{A} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{V}_i} = \frac{1+j\dfrac{1}{\omega RC}}{1-j\dfrac{1}{\omega RC}}; \quad A = 1; \; \varphi = 2\,\text{arctang}\frac{1}{\omega RC}.$$

Quindi, con una escursione di R tra 0 e ∞, il primo consente di ottenere $360° > \varphi > 180°$, mentre invece il secondo $180° > \varphi > 0°$. L'ampiezza è sempre uguale a quella d'ingresso. Naturalmente il campo di frequenza di funzionamento è limitato a quello in cui l'operazionale non introduce un suo sfasamento e mantiene ancora un guadagno sufficiente.
Lo sfasamento ottenuto è funzione della frequenza e legato da relazione non lineare al parametro variabile (R in figura, ma potrebbe essere anche C): il quadrante del variatore va quindi tarato punto per punto e per ogni frequenza.

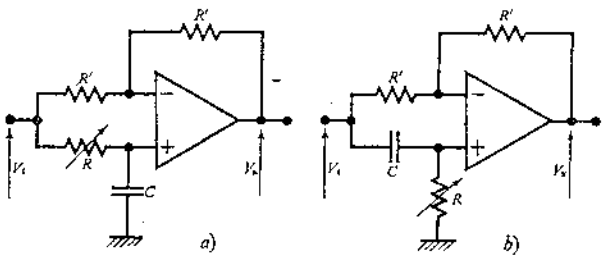


Figura 4.106. Variatore di fase con filtri attivi: *a*) $0 < \varphi < 180°$; *b*) $180° < \varphi < 360°$.

Esercitazione proposta:

si realizzi un circuito sfasatore e si provveda alla sua taratura sul quadrante di un resistore variabile linearmente.
Naturalmente la scala non sarà lineare. Supponendo di realizzarlo con un semplice gruppo RC, si può imporre che a metà della rotazione del resistore variabile lo sfasamento risulti di 45°, cioè che $R_{max}/2 = 1/\omega C$ da cui, per la frequenza alla quale si avrà il funzionamento, è possibile ricavare il valore di C. La parte restante della scala va tarata punto per punto utilizzando le equazioni (4.20.) o (4.22.) per la rete RC semplice oppure le relazioni analoghe per le altre realizzazioni.

Variatore magnetico

Si sono realizzati strumenti nei quali lo sfasamento del segnale viene ottenuto ricorrendo ad un dispositivo elettromagnetico che consente, almeno con l'approssimazione derivante dalle tolleranze costruttive, un funzionamento indipendente dalla frequenza e un campo continuo tra 0° e 360° con scala lineare.
È costituito da uno statore nel quale a due avvolgimenti disposti ortogonalmente vengono applicate la tensione $\bar{V}$ di riferimento ed un'altra, uguale e sfasata di 90°. All'interno del campo magnetico creato da questi due avvolgimenti vi è un rotore con un

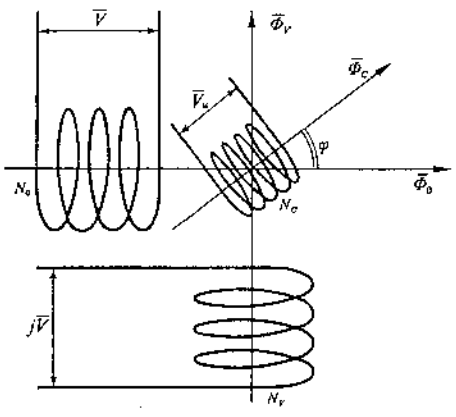


Figura 4.107. Variatore magnetico: schema di principio.

avvolgimento secondario, alle cui estremità è prelevabile una tensione d'uscita $\overline{V}_u$ di ampiezza uguale alla $\overline{V}$ di riferimento e sfasata rispetto a questa dell'angolo φ che rappresenta la posizione angolare del rotore, cioè, ad es., l'angolo che l'asse dell'avvolgimento secondario forma con l'asse dell'avvolgimento di riferimento (fig. 4.107.).
Se ne comprende il funzionamento considerando che il flusso che si concatena con l'avvolgimento del rotore è il risultante lungo la direzione dei flussi Φ_0 e Φ_V, cioè

$$\Phi_C = \Phi_0 \cos\varphi + \Phi_V \operatorname{sen}\varphi \,.$$

Ma essendo

$$\Phi_C = \frac{V_u}{j\omega N_C}\,; \quad \Phi_0 = \frac{\overline{V}}{j\omega N_0}\,; \quad \Phi_V = \frac{j\overline{V}}{j\omega N_V} = \frac{\overline{V}}{\omega N_V}$$

risulta:

$$\frac{\overline{V}_u}{j\omega N_C} = \frac{\overline{V}}{j\omega N_0}\cos\varphi + \frac{\overline{V}}{\omega N_V}\operatorname{sen}\varphi$$

da cui, ponendo $N_C = N_0 = N_V$,

$$\overline{V}_u = \overline{V}(\cos\varphi + j\operatorname{sen}\varphi) = V\exp[j\varphi] \,.$$

Variatore in alta frequenza

Per ottenere sfasamenti di un segnale alle frequenze più elevate (oltre il MHz) si utilizzano normalmente delle linee adattate il cui campo di frequenza si può ritenere compreso tra qualche decina di kHz fino alla decina di GHz.
Si ricorda che, indicata con L la lunghezza della linea e con l e c la sua induttanza e capacità specifica (cioè per unità di lunghezza), lo sfasamento introdotto vale:

$$\varphi = \omega L\sqrt{lc}$$

che, come si vede, dipende dalla frequenza del segnale.
Ve ne sono di tipi diversissimi, a seconda del campo di frequenza, delle modalità per le variazioni di φ, ma per maggiori particolari si consiglia di rivolgersi ad un testo specializzato.

Generatore delle 4 fasi

È un circuito che riceve in ingresso un segnale di riferimento e fornisce in uscita quattro segnali rettangolari le cui fondamentali presentano, nei confronti del riferimento, gli sfasamenti 0°, 90°, 180°, 270°.
Una descrizione di questo variatore è riportata a pag. 325.

9.4. Con il contatore numerico

Il metodo ricalca quello visto con l'oscilloscopio, illustrato dalla fig. 4.101.: occorre misurare l'intervallo $(t_2 - t_1)$ ed il periodo T. Nel primo caso si pongono i due segnali ai due ingressi A e B che generano gli impulsi di START e di STOP, con l'avvertenza di porre il livello di trigger a zero (1) e verificando che, qualora si disponga di un contatore provvisto di comandi SLOPE +/—, questi siano nella stessa posizione (2).
Una volta effettuata anche la misura del periodo, si applica la (4.17.) che permette di risalire allo sfasamento φ.
L'errore di questa misura è pari alla somma degli errori con cui si effettuano le singole misure dell'intervallo di tempo $(t_2 - t_1)$ e di periodo T. Per limitare questo $\pm\Delta\varphi\%$ valgono allora tutte quelle tecniche a suo tempo prese in esame (§ 6.3.).

Lettura diretta dello sfasamento

È possibile soltanto con quei contatori nei quali è prevista l'utilizzazione di un clock esterno nelle misure di intervallo di tempo. In tal caso occorre avere a disposizione una sorgente di elevata stabilità e di frequenza pari a $360/T$ che venga a sostituire il clock interno.
In tal modo dalla (4.17.) si vede che la misura di $t_2 - t_1$ è numericamente coincidente col valore di φ e l'errore di incertezza ± 1 è in questo caso pari a $\pm 1°$. Qualora sia necessario raggiungere misure più precise, occorre aumentare di fattori decadici la frequenza del clock esterno: così, con clock $= 36000/T$ la misura è affetta da un errore assoluto di $\pm 0{,}01°$.... Questo aumento del clock esterno va però limitato ovviamente alle possibilità di frequenza dei circuiti di ingresso della base dei tempi del contatore.

9.5. Col rivelatore (o comparatore) di fase

Il *rivelatore di fase* è un circuito che, avviati ai suoi due ingressi due segnali isofrequenziali, fornisce all'uscita una grandezza proporzionale al loro sfasamento.
Si comprende quindi come siano spesso utilizzati in strumenti misuratori di fase, in strumenti nei quali si misura anche la fase (voltmetri vettoriali, Vector Impedance Meter...), od anche dove sia neces-

(1) Eliminando in tal modo l'errore di fase dovuto alla possibile diversità delle ampiezze dei due segnali (fig. 4.100.).
(2) Quando sia prevista la compensazione dell'isteresi, viene anche eliminato completamente l'errore ad essa legato (diversamente da quanto avviene nell'oscilloscopio).

sario un anello ad aggancio in fase (PLL o APC). Si prendono qui di seguito in esame i più comuni.

Rivelatori analogici

A questa famiglia appartengono rivelatori che accertano la relazione di fase tra due segnali con forma d'onda sostanzialmente sinusoidale, avviati ai loro ingressi.

A moltiplicatore

Il *moltiplicatore analogico* è un circuito che dà in uscita una tensione v_u pari al prodotto delle due tensioni v_r e v_x applicate ai suoi ingressi. Non ci si sofferma sulla sua struttura interna (1), trattandosi ormai di dispositivi di uso corrente in versione integrata.
Se v_r e v_x sono due tensioni sinusoidali isofrequenziali, si ottiene in uscita:

$$v_u = V_r \operatorname{sen} \omega t \cdot V_x \operatorname{sen} (\omega t + \varphi) =$$

$$= \frac{V_x V_r}{2} [\cos \varphi - \cos (2\omega t + \varphi)] \qquad (4.23.)$$

ed eliminato il 2° termine con un filtro passa-basso si ha

$$v'_u = \frac{V_x V_r}{2} \cos \varphi \, .$$

L'inconveniente è che è necessario che V_x e V_r restino rigorosamente costanti al valore di taratura.
Si supera questo ostacolo se si dispone anche di un *divisore analogico*, un circuito cioè la cui uscita v_u è il rapporto delle tensioni applicate ai suoi due ingressi, ricorrendo ad una disposizione come quella in fig. 4.108. Tenendo presente che l'uscita del moltiplicatore è data dalla (4.23.), risulta ovvio il funzionamento del circuito. Si noti che se le tensioni applicate all'ingresso sono proporzionali alla tensione ed alla corrente che interessano un bipolo, questo circuito consente di trovare, nei suoi vari

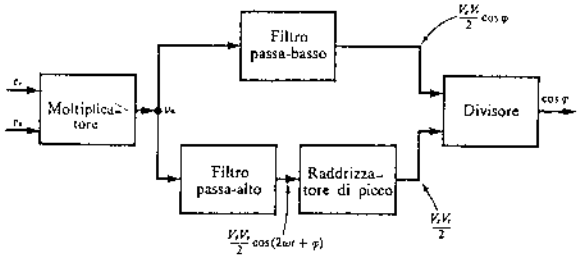


Figura 4.108. Rivelatore di fase con moltiplicatore e divisore analogici.

(1) Vedi Gasparini-Mirri, *op. cit.*, vol. II, pp. 875-879.

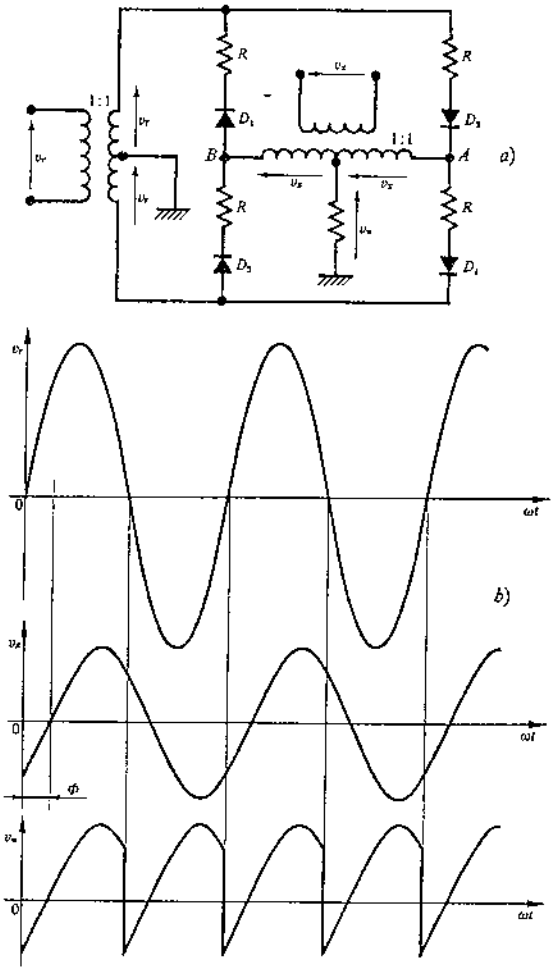


Figura 4.109. Modulatore di fase ad anello: *a*) circuito; *b*) forme d'onda.

punti, tensioni proporzionali alla potenza istantanea, alla potenza attiva, alla potenza apparente, ed il $\cos\varphi$ (fattore di potenza).

Ad anello

Il circuito a ponte di 4 diodi ricorre assai spesso; se ne è già parlato altrove, per es. come *modulatore ad anello*, ora lo si prenderà in esame come *rivelatore di fase ad anello* (fig. 4.109.).
Viene normalmente utilizzato applicando ai suoi ingressi la tensione di riferimento $v_r = V_r \operatorname{sen} \omega t$ e quella di cui si vuole misurare lo sfasamento

$$v_x = V_x \operatorname{sen} (\omega t + \varphi) \, .$$

Se si dispongono le cose in modo che $V_r \gg V_x$ (introducendo le resistenze R a scopo di protezione e bilanciamento) sarà questa tensione ad agire sui diodi aprendoli e chiudendoli come interruttori. Durante la semionda positiva di v_r conducono i diodi D_2 e D_4, durante quella negativa D_1 e D_3. Data la perfetta simmetria del circuito, nel primo intervallo

di tempo A è a potenziale nullo e quindi $v_u = v_x$, mentre nel secondo è B che è a potenziale nullo, e quindi $v_u = -v_x$.
In uscita si avrà allora una tensione v_u il cui andamento è indicato in *b*) ed il cui valor medio vale:

$$V_{um} = \frac{1}{T}\int_0^T v_u \, dt = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi} V_x \operatorname{sen}(\omega t + \varphi)\, d(\omega t) = \frac{2V_x}{\pi}\cos\varphi .$$

Si vede che la frequenza non entra in gioco, però, se si vuole avere un'uscita calibrata, occorre che V_x abbia valore rigorosamente costante, mentre non ha alcuna importanza il valore di V_r, purché sia molto più grande di V_x.
È un rivelatore di fase « in quadratura » in quanto dà uscita nulla quando $\varphi = \pi/2$.

Rivelatori a scatto

Sono rivelatori di fase che possono funzionare con segnali in ingresso di forma qualunque (naturalmente isofrequenziali). I due segnali, quello di riferimento v_r e quello di misura v_x vengono poi avviati a due circuiti trigger, dai quali vengono trasformati in *segnali rettangolari standard*, cioè con ampiezze e fronti di salita costanti.
Tutto il processo di rivelazione di fase avviene con segnali a scatto e quindi con circuiti di questo tipo. Se ne riporta qualche esempio.

Con OR esclusivo

L'*OR esclusivo* è un circuito logico a due ingressi e un'uscita: questa è « 1 » quando e solo quando uno soltanto degli ingressi è « 1 ».

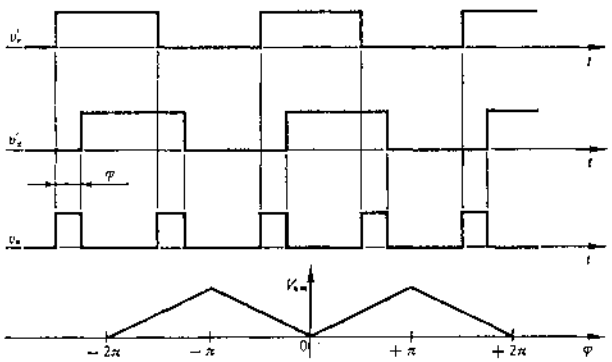


Figura 4.110. Rivelatore di fase ad « OR esclusivo »: forme d'onda.

Nella fig. 4.110. sono riportate le forme d'onda derivate da quelle di ingresso e che chiameremo v'_r e v'_x, assieme alla tensione d'uscita v_u. Dato che l'ampiezza di quest'ultima è costante, risulta immediata la proporzionalità tra il suo valor medio e lo sfasamento φ.

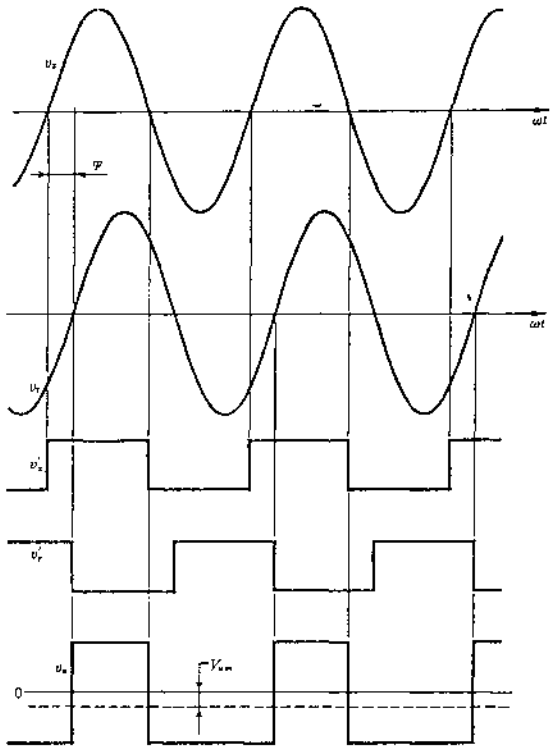


Figura 4.111. Rivelatore di fase a flip-flop: forme d'onda.

Inconveniente di questo rivelatore è di non distinguere tra $+\varphi$ e $-\varphi$, cioè tra anticipi e ritardi.

Con flip-flop

Si utilizza un flip-flop, per es. del tipo S-R, inviando a questi due ingressi rispettivamente un'onda rettangolare v'_x con fondamentale in fase con il segnale v_x ed un'onda rettangolare v'_r con fondamentale in opposizione al segnale v_r.
Il funzionamento si comprende osservando le forme d'onda riportate nella fig. 4.111.: supponendo che il bistabile commuti in corrispondenza delle transizioni negative, si avrà all'uscita la forma d'onda v_u, il cui valore medio risulta proporzionale allo sfasamento φ.
È facile vedere che se $\varphi = 0$, la v_u risulta simmetrica e quindi a valor medio $V_{um} = 0$ (rivelatore in fase), mentre se $\varphi > 0$ (come in figura) V_{um} risulta negativo. Il contrario per $\varphi < 0$ (ritardo).
Il circuito dà uscita ambigua per $\pm 180°$ perché al flip-flop arrivano contemporaneamente transizioni negative ai due ingressi, però questa situazione irregolare può essere segnalata.
Per il resto si tratta di un circuito semplice, affidabile, per rivelare angoli compresi tra $+180°$ e $-180°$ con anche indicazione del segno: per questi motivi è uno dei più utilizzati per frequenze fino ad una decina di MHz. Una versione leggermente diversificata di questo dispositivo a pag. 226 (voltmetro vettoriale).

10. Misure di potenza

10.1. Generalità

La potenza è la rapidità con cui viene erogata o dissipata energia ed il problema della sua misura si presenta sotto forme diverse e richiede procedure differenti a seconda dell'entità della potenza in gioco, del fatto che la potenza sia passante o d'arrivo, del grado di precisione richiesto e soprattutto della frequenza del regime elettrico in esame. È proprio quest'ultimo aspetto che appare più significativo e quindi nell'esposizione che segue i vari metodi verranno classificati a seconda del campo di frequenza che interessa.

10.2. In bassa frequenza

Wattmetro elettrodinamico

Nel campo delle frequenze compreso tra la decina di Hz e qualche centinaio di Hz e comprendente quindi tutte le frequenze di uso comune in campo industriale (DC, 50, 60, 100, 400, 800) Hz, si può pervenire al valore della potenza attiva dalla misura della corrente e della tensione, se sono noti il valore e la natura del carico, oppure mediante metodi termici. Tuttavia lo strumento di gran lunga più comune per queste applicazioni è il *wattmetro elettrodinamico*.

Di questo strumento si richiamano qui solamente gli aspetti fondamentali, in quanto lo si suppone già preso in esame negli studi precedenti di misure di elettrotecnica.

È costituito (fig. 4.112.) da due bobine: una fissa, percorsa dalla corrente del carico ed una mobile, percorsa da una corrente proporzionale alla tensione del carico. In tal modo si può dimostrare che risulta

$$\alpha = KVI\cos\varphi \propto P$$

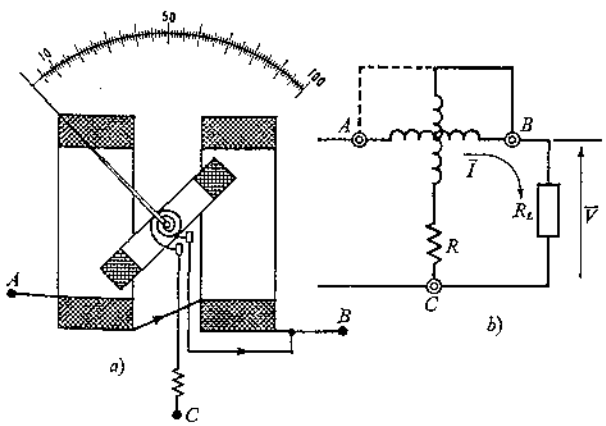


Figura 4.112. Wattmetro elettrodinamico: *a)* struttura; *b)* schema circuitale.

dove V e I sono i valori efficaci della tensione e della corrente e φ il loro sfasamento.

Nel funzionamento in continua la precisione della misura è ridotta per il solo errore di consumo, dipendente dall'inserzione di tipo voltampermetrica delle bobine.

In alternata, oltre a quello precedente, interviene anche l'errore di fase, dovuto al fatto che il circuito voltmetrico non è esclusivamente resistivo ma di tipo RL. Questo errore provoca una riduzione della precisione che dipende dalla costituzione del ramo voltmetrico (l'errore è minore per $R \gg X_L$ e quindi soprattutto alle alte portate di tensione) e dalla natura del carico (è minore per φ piccoli). Negli strumenti di pregio questo errore sistematico viene ridotto con opportune compensazioni.

Il wattmetro elettrodinamico è uno strumento ormai collaudatissimo e al massimo della sua evoluzione tecnologica, è robusto, ma richiede che venga utilizzato unitamente ad un voltmetro e ad un ampermetro per poter stabilire i valori delle portate di corrente e di tensione che debbono essere utilizzate: è questa una prassi indispensabile per non incorrere in grossolani errori di misura e soprattutto per non compromettere l'integrità dello strumento quando si utilizzino portate insufficienti.

Esistono strumenti di questo tipo fino alla classe 0,5 (per via dell'errore di fase) che al massimo possono funzionare fino a qualche centinaio di Hz, con portate ampermetriche comprese tra qualche decimo e la decina di A e voltmetriche tra alcune decine e qualche centinaio di V.

Wattmetro a termocoppia

È uno strumento che, pur potendo funzionare anche in DC e a frequenza industriale, trova la sua utilizzazione prevalente a frequenze più elevate (vedi oltre).

Sviluppi recenti

I progressi ottenuti negli ultimi quindici anni nella circuiteria integrata, hanno consentito la realizzazione di sistemi integrati analogici che presentano in uscita una tensione dc proporzionale alla potenza nel circuito in esame (erogata da un generatore o fornita ad un carico).

Un esempio di tali sistemi è già stato preso in esame (fig. 4.108.) e risulta particolarmente interessante perché fornisce un quadro completo della situazione dal punto di vista energetico: può infatti ragguagliare su $\cos\varphi$, VI, $VI\cos\varphi$ e $VI\,\mathrm{sen}\,\varphi$.

Possono funzionare fino a frequenze di pochi kHz, non sono ancora di uso generalizzato, ma si pensa che si possano diffondere notevolmente in futuro.

10.3. A frequenze audio

A queste frequenze si vuole normalmente eseguire la misura della potenza che una certa sorgente (per es. un amplificatore) è in grado di fornire ad un carico: in tal caso si sostituisce il carico con uno strumento che indica la potenza in gioco e che viene chiamato *audiowattmetro* o *misuratore d'uscita*.
Nei casi invece in cui interessi la potenza passante si ricorre ad altri metodi che, dal rilievo della tensione e della corrente istantanee, consentono di risalire alla potenza attiva. Si hanno allora strumenti analoghi come principio, ma che differiscono per il convertitore adottato. Ne verrà dato un cenno in seguito.

Audiowattmetro (o misuratore d'uscita)

Viene usato normalmente per la misura della potenza che una sorgente è in grado di erogare su di un carico quasi esclusivamente resistivo.
Per eseguire la misura si sostituisce il carico con lo strumento, in quanto questo contiene al suo interno un *carico fittizio* che può essere reso uguale a quello del funzionamento normale. Viene poi misurata la tensione ai capi del carico fittizio.
Una cura particolare è richiesta nella realizzazione di quest'ultimo che deve:
– essere in grado di dissipare la potenza (entro il campo di misura);
– essere esclusivamente resistivo (in modo che la taratura non dipenda dalla frequenza).
Nella fig. 4.113.*a* è riportato lo schema di principio dell'audiowattmetro.
Nella versione classica (*b*), la regolazione del carico fittizio avviene tramite un trasformatore con prese sul primario (moltiplicatore a decadi) e sul secondario (cifre significative) che ha la funzione di far apparire del valore voluto, coincidente col carico ottimo della sorgente, la resistenza R (riportata al primario).
La regolazione delle portate è realizzata col potenziometro multiplo indicato, allo scopo di presentare in qualunque posizione una resistenza R costante $(= R'_1 + R''_1 /\!/ R_V = R'_2 + R''_2 /\!/ R_V \ldots = R'_4 + R_V)$.
Nell'ipotesi che il trasformatore non dissipi potenza, (V_1 e V_2 tensioni primaria e secondaria) si avrà:

$$P_x = \frac{V_1^2}{R_{\text{ottimo}}} = \frac{V_2^2}{R}, \qquad R_{\text{ottimo}} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R$$

ed essendo R costante in tutte le portate, dalla misura di V_2^2 si risale a quella di P_x. In realtà le perdite nel trasformatore non sono nulle e con le resistenze poste sulle sue prese si cerca almeno di rendere costanti in tutte le posizioni quelle nel rame, in modo da poter eliminare il relativo errore con la taratura della scala. Quelle nel ferro invece introducono un errore ineliminabile. Migliori risultati di

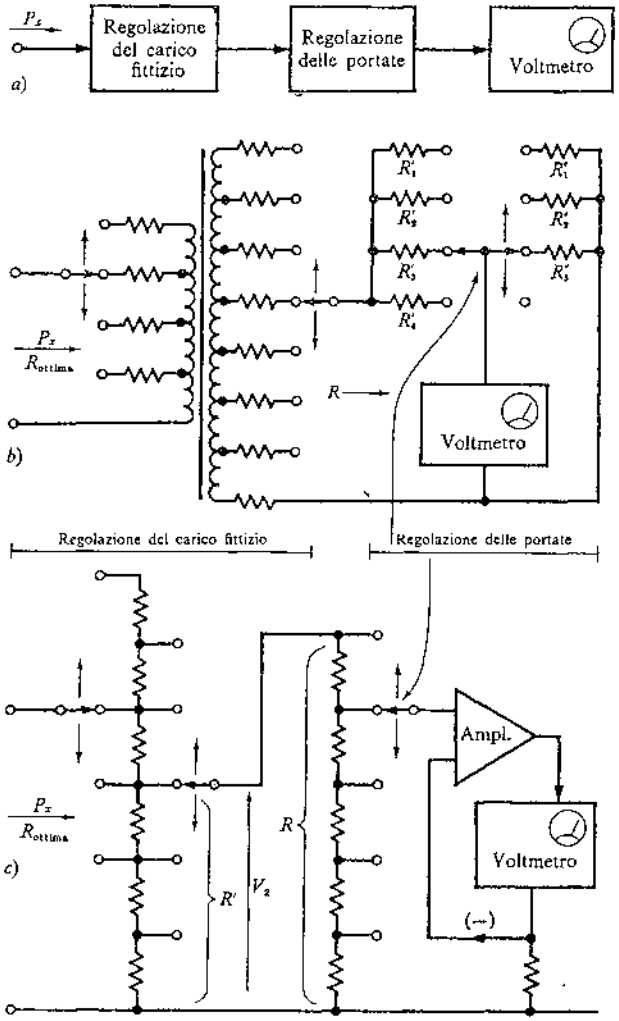


Figura 4.113. Audiowattmetro: *a*) schema a blocchi funzionale; *b*) e *c*) realizzazioni pratiche.

precisione ed anche, in un certo senso, una maggiore semplicità costruttiva, si ottengono ricorrendo invece allo schema di fig. 4.113.*c*. Al trasformatore è stato sostituito un partitore realizzato in modo che, con R molto grande:

$$P_x = R_{\text{ottima}} I^2 = R_{\text{ottima}} \left(\frac{V_2}{R'}\right)^2 = \frac{R_{\text{ottima}}}{R'^2} V_2^2 .$$

In tutte le posizioni deve risultare:

$$\frac{R_{\text{ottima}}}{R'^2} = \text{costante} .$$

Ciò viene ottenuto facilmente con una regolazione a scatti ed allora,

$$V_2 = \frac{R'}{\sqrt{R_{\text{ottima}}}} \sqrt{P_x} .$$

Per motivi di sensibilità, prima del voltmetro in alternata viene inserito un amplificatore fortemente retroazionato perché abbia buona stabilità ed una risposta in frequenza costante. La presenza dell'am-

plificatore, con la sua elevata resistenza d'ingresso, consente di semplificare il partitore regolatore della portata, che può allora essere semplicemente come indicato nello schema *c*).
In ogni caso, sia per lo strumento realizzato secondo lo schema *b*) oppure *c*), la scala risulta non lineare, ma del tipo $\alpha = K\sqrt{P_x}$, ovvero progressivamente addensata verso il fondo scala e può essere tarata in W o in dB (in quest'ultimo caso rispetto ad una potenza di riferimento, normalmente 1 mW).
Le utilizzazioni più comuni dell'audiowattmetro sono per la misura:
– della potenza d'uscita di oscillatori, amplificatori, preamplificatori, trasformatori, trasduttori, linee di bassa frequenza ...;
– dell'impedenza d'uscita, regolando il carico fittizio fino ad avere l'indicazione della massima potenza;
– della risposta in frequenza di amplificatori, trasformatori ed altri dispositivi ad audiofrequenza.

Wattmetri elettronici

Tenendo presente che la potenza media in una sezione di una linea *è il valor medio del prodotto dei valori istantanei di tensione e corrente in quella sezione*, sono stati realizzati diversi wattmetri nei quali avvengono le due operazioni di prodotto e di media delle due grandezze nominate secondo schemi diversi, ma tutti riconducibili a quello riportato nella fig. 4.114.*a*. Con i simboli indicati, risulta chiaramente

$$v = ri_2 + R'(i_1 + i_2)$$

$$ri_1 = R(i + i_2) + ri_2$$

e, mettendo in evidenza i_1 e i_2:

$$i_1 = \frac{r + R}{2rR' + RR' + r^2} v + \frac{R(r + R')}{2rR' + RR' + r^2} i ,$$

$$i_2 = \frac{r}{2rR' + RR' + r^2} v - \frac{RR'}{2rR' + RR' + r^2} i .$$

Se il circuito viene realizzato in modo che $R \ll r \ll R'$ i coefficienti delle variabili indipendenti v e i si possono considerare separatamente uguali e quindi

$$i_1^2 - i_2^2 = \frac{4rRR'}{(2rR' + RR' + r^2)^2} vi = kvi .$$

Dal principio enunciato derivano alcune realizzazioni che vengono indicate brevemente di seguito.

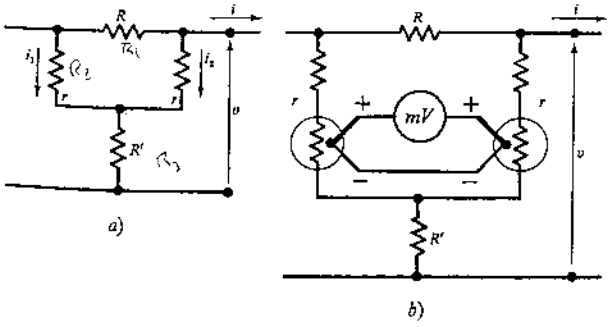


Figura 4.114. Wattmetro elettronico: *a*) schema di principio; *b*) a termocoppia.

Con termocoppie

Le due resistenze r in fig. 4.114.*a* possono essere in parte costituite dai riscaldatori di due termocoppie identiche che « sentono » i quadrati dei valori efficaci delle correnti. Quindi delle f.e.m. termoelettriche che ne risultano, in opposizione tra loro, viene misurata la differenza. L'indicazione del voltmetro sarà quindi

$$V \propto I_1^2 - I_2^2 = KP .$$

Sono stati realizzati strumenti di questo tipo che possono funzionare in un campo di frequenza non molto più esteso della gamma audio ed hanno soprattutto il difetto di temere i sovraccarichi.
Questo inconveniente viene superato nei due wattmetri che seguono.

Con rivelatore ad effetto di Hall

Di questo rivelatore si è già parlato in altra parte e si è detto come si possa ottenere in uscita una f.e.m. dipendente da una corrente e da un campo magnetico. Poiché quest'ultimo può essere ottenuto inviando in una bobina una corrente, si comprende come possa essere utilizzato nello schema della fig. 4.114.*a*, avendo come grandezze d'ingresso le correnti i_1 ed i_2.
Questo tipo di wattmetro sta acquistando un'importanza sempre maggiore e può funzionare in un campo compreso tra la decina di Hz ed il MHz, quest'ultimo limite imposto dai resistori di shunt eventuali.

Con dispositivi a caratteristica quadratica

Una maggiore insensibilità ai sovraccarichi è pure ottenuta sostituendo le due termocoppie con due amplificatori i cui dispositivi attivi (per es. FET) siano fatti funzionare in una zona ad andamento quadratico della loro caratteristica di trasferimento. In tal modo si ottiene anche il vantaggio di un minore errore di consumo.

10.4. A radiofrequenza

Alle frequenze più elevate, dovendo eseguire misure su di un segnale, quelle di potenza sono molto spesso preferite, in quanto possono eseguirsi con maggior precisione sia per la maggiore attitudine dei sensori, sia per l'influenza negativa che eventuali disadattamenti esercitano sulle misure di corrente o di tensione.

In talune di queste misure viene fatto ricorso al metodo di sostituzione che, come noto, consente di minimizzare l'influenza dei parametri parassiti e non richiede l'esatta conoscenza del valore di alcuni elementi del circuito. In ogni caso si tratta sempre di metodi nei quali la potenza viene misurata per *l'effetto termico che produce*. Qui di seguito verranno presi in esame quelli più comunemente utilizzati.

Misura di piccole potenze (< 100 mW)

Con termocoppie

Si è già detto delle termocoppie come sensori di corrente e anche per la misura di potenza a frequenza audio. Alle radiofrequenze, da qualche MHz alla decina di GHz, si utilizzano termocoppie di dimensioni molto ridotte realizzate con tecnologie particolarmente sofisticate (*thin film*) nelle quali il riscaldamento della giunzione calda avviene per il passaggio della R.F. attraverso i due elementi costitutivi del bimetallo che vengono realizzati di dimensioni tali da costituire la terminazione ottima per la sorgente della R.F.
L'uscita dc della termocoppia è praticamente proporzionale alla potenza incognita: occorre però tener presente che si tratta di tensioni assai deboli che al massimo arrivano ai 10 mV.
Per avere una sufficiente sensibilità per livelli di potenza anche molto piccoli si ricorre a *voltmetri a chopper*.

Ponte bolometrico

Un altro strumento idoneo alla misura di piccole potenze è il *ponte bolometrico* (fig. 4.115.), che è una struttura a ponte di resistenze nel quale un lato è costituito da un resistore sensibile alla potenza in esso dissipata (*bolometro*), che può essere un termistore (a coefficiente di temperatura negativo) realizzato con opportune mescolanze di ossidi metallici, oppure un *barretter* cioè un sottilissimo [1] filo metallico (a coefficiente di temperatura positivo) quasi sempre di platino. Si tenga presente che R_0 ha un valore che viene scelto in modo tale da terminare correttamente il dispositivo erogatore della R.F. (linea, trasmettitore ...). Il gruppo LC serve a tener separate la R.F. e la continua che debbono coesistere esclusivamente nel bolometro.
Come in tutti i metodi di sostituzione la misura avviene in due fasi:

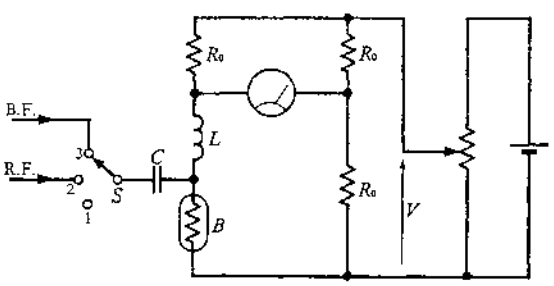


Figura 4.115. Ponte bolometrico.

– *tasto S in 1*, il ponte viene equilibrato agendo su V e quando questo assume il valore V_1 per il quale la potenza che si dissipa nel bolometro gli fa assumere il valore R_0, tale potenza vale evidentemente

$$P_1 = \frac{V_1^2}{4R_0};$$

– *tasto S in 2*, il ponte si squilibra perché, venendo ora dissipata nel bolometro anche la potenza a R.F., esso presenterà una resistenza diversa da R_0. Si riequilibra il ponte riducendo V al valore V_2. Ora la potenza in continua dissipata nel bolometro vale

$$P_2 = \frac{V_2^2}{4R_0}.$$

Appare quindi chiaro che la potenza a R.F. sarà data da:

$$P_{rf} = P_1 - P_2 = \frac{V_1^2 - V_2^2}{4R_0}.$$

Questa relazione mostra che poiché si perviene al risultato mediante elaborazione delle letture di un voltmetro in dc, si possono commettere grossolani errori, soprattutto nel caso che V_1 e V_2 siano abbastanza prossimi, cioè se $P_{rf} \ll P_1 \simeq P_2$.
Questo inconveniente viene evitato procedendo in modo leggermente diverso, per cui le due fasi della misura divengono ora:

– *tasto S in 2*: il ponte viene equilibrato, in presenza anche della R.F. incognita, regolando V;

– *tasto S in 3*: in questa posizione alla R.F. viene sostituito un segnale sinusoidale di bassa frequenza, regolandone il valore efficace V_3 finché il ponte non è tornato in equilibrio. Si avrà allora che

$$P_{rf} = P_{b.f.} = \frac{V_3^2}{R_0}.$$

Il ponte bolometrico consente misure di potenze fino a qualche centinaio di mW e con precisioni di qualche % (tipicamente $2 \div 5\%$).

Misura di grandi potenze (> 100 mW)

Quando la potenza a R.F. supera questo limite, i metodi visti non sono più direttamente utilizzabili, ed allora si ricorre ad

– *attenuatori*, che però presentano l'inconveniente di ridurre la precisione della misura e perché l'atte-

[1] Valori tipici: $\Phi = 25\,\mu$, $l \leqslant 1$ cm, $R = (100 \div 200)\,\Omega$.

nuazione è in genere nota solo approssimativamente e per i disadattamenti che notoriamente introducono;

– *accoppiatori direzionali*, i quali prelevano parte dell'energia che procede sulla linea in una certa direzione, ma presentano l'inconveniente che il rapporto di prelievo dipende dalla frequenza.

Entrambi questi dispositivi consentono di ridurre la potenza incognita di un fattore noto, al di sotto del limite massimo dei metodi precedenti.
Alternativamente è necessario ricorrere a metodi calorimetrici.

Wattmetro calorimetrico

Principio fisico

Si avvia per un certo tempo la potenza a R.F. incognita al calorimetro (interruttore *S* in 1 nella fig. 4.116.*a*) e si prende nota della temperatura che il termometro indica all'equilibrio.
Successivamente, riportato il fluido calorimetrico alla temperatura iniziale (ambiente), si sposta l'interruttore in 2 e alla potenza a R.F. si sostituisce una potenza dc o di B.F. regolandola fino ad ottenere nello stesso intervallo di tempo un eguale aumento di temperatura.
Appare chiaro che, nelle due fasi della misura, l'entità della potenza in gioco sarà la stessa e quindi si ottiene la potenza incognita misurando quella in dc o di B.F. con uno dei metodi visti in precedenza.

Metodo di sostituzione con fluido in moto

È un altro metodo calorimetrico concettualmente non diverso dal primo, ma con fluido (liquido) tenuto in movimento da una pompa (fig. 4.116.*b*).
Se si ha la certezza di avere una velocità del fluido ed una temperatura d'ingresso costante per tutta la durata della misura, appare chiaro che, applicando successivamente la potenza incognita e quella di confronto, esse avranno lo stesso valore quando il termometro differenziale presenti una stessa indicazione. Il risultato cercato si avrà ancora misurando con altri metodi la potenza dc o di B.F.
Questo metodo consente misure più rapide in quanto non occorre attendere che il fluido si riporti a temperatura ambiente, ma se quello contenuto al di sopra del termometro costituisce una parte molto limitata di tutto quello contenuto nel circuito, si può pensare che il fluido nuovo, prima di interessare i carichi fittizi, sia sempre a temperatura ambiente.

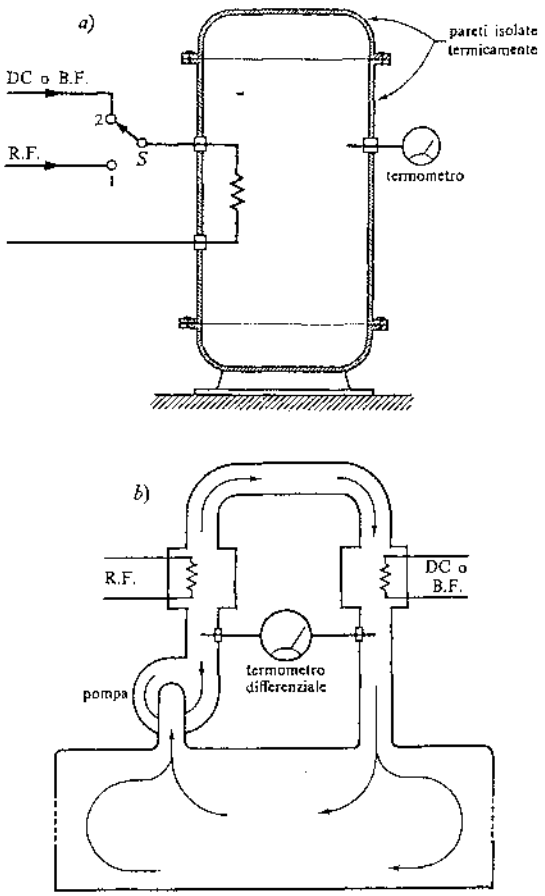


Figura 4.116. Wattmetro calorimetrico: *a*) principio fisico; *b*) con fluido in moto.

Bibliografia

Coombs C. F., *Basic Electronic Instrument Handbook*, McGraw-Hill, 1972.
Oliver B. e Cage J., *Electronic Measurements and Instrumentation*, McGraw-Hill, 1971.
Millman J. e Taub H., *Pulse, Digital and Switching Waveforms*, McGraw-Hill, 1965.
Kleeman J. e Govoni F., *Elettronica Digitale Integrata*, Celi, 1977.
Bernardi P. e Reali P., *Misure e Strumenti Elettronici*, Siderea, 1975.
Czech J., *Oscilloscope Measuring Technique*, Philips Technical Library, 1965.
Fromy F., *Measures en Radiotechnique*, Dunod, 1953.

Blankenburg K. H., *Chopper Amplifier Fundamental, News from Rohde & Schwarz n. 63*, 1973.
Watson R. E., *A Portable DC Voltage Standard ...*, *Hewlett-Packard Journal*, marzo 1966.
Bouwens A., *Digital Instrument Course*, *T. & M. News*, *Philips*, 1974.

Jochim K. e Schmidhauser R., *Timer, Counter, DVM ..., Hewlett-Packard Journal*, aprile 1970.
Van Erk M. H., *Guarding Techniques, T. & M. News, Philips*, Suppl. 10-13.
Horner J. F. ed altri *DMM and DAC Modules Expand Low-Cost ..., Hewlett-Packard Journal*, giugno 1973.
Barker R. D. ed altri, *Contemporary Design Practice in General Purpose DMM, Hewlett-Packard Journal*, febbraio 1977.
Blankenburg K. H., *Instrument Rectifiers, News from Rohde & Schwarz*, nn. 70-71-72, 1975-76.
Gookin A., *New Plug-Together DVM, Hewlett-Packard Journal*, agosto 1972.
Van der Veen A., *Some Features of the Multi-function DMM PM2527 ..., T. & M. News, Philips*, Suppl. 33.
Weinert F. K., *The RF Vector Voltmeter ..., Hewlett-Packard Journal*, maggio 1966.
Wenninger F. W., *A Sensitive New 1 GHz Sampling Voltmeter ..., Hewlett-Packard Journal*, luglio 1966.

Hewlett-Packard, *The Fundamentals of Electronic Frequency Counters*, Appl. Note 172.
Hewlett-Packard, *Precision Time Interval Measurements ...*, Appl. Note 191.
Hewlett-Packard, *Selecting the Right DVM*, Appl. Note 158.
Hewlett-Packard, *True RMS Measurements*, Appl. Note 124, 1970.
Hewlett-Packard, *Which AC Voltmeter?*, Appl. Note 60, 1967.
Philips, *Experiments and Measurements with Oscilloscopes*.

Keithley Instrument Inc., *1968-69 Catalog*.
John Fluke, *1977 Instrument Catalog*.
Intronics, *1975 Products Catalog*.

Capitolo V. Misura di impendenze

1. Introduzione

Ci si vuole occupare, in questo capitolo, delle misure sulle impedenze, ovvero, parlando in modo grossolano, su bipoli essenzialmente passivi.
Il problema in sé, se ci si limita ad uno studio teorico, comporta già un certo grado di difficoltà che, d'altra parte, aumenta notevolmente qualora si scenda sul piano pratico e quindi ci si trovi a fronteggiare tutti quei fenomeni, che potremmo definire secondari, se, in talune circostanze, non assumessero un'importanza di primo piano: si vuole alludere a tutti i parametri e i fenomeni parassiti, in genere collegati alla frequenza ed esaltati al suo crescere.
Si è detto che si studieranno le misure di impedenze considerate come bipoli, cioè elementi a due morsetti, anche se, a volte ed in via del tutto eccezionale, questi potranno risultare più di due. Questi bipoli potranno avere la costituzione più varia, contenere pochi o molti parametri che potranno essere costanti o variabili, concentrati o distribuiti.
Per quanto riguarda la frequenza ci si occuperà del campo che è compreso tra la continua e diverse centinaia di MHz in quanto, al di sopra di tale valore, l'elemento circuitale concentrato perde praticamente di significato e diviene imperativo il ricorso ad elementi circuitali distribuiti.
Naturalmente a questo limite superiore non si perviene in modo brusco e quindi ancor prima di raggiungerlo è necessario tener conto, accanto agli elementi concentrati, anche della presenza di parametri distribuiti. È questo il motivo per il quale, dopo avere richiamato alcune formule di notevole importanza pratica, si prenderanno in esame i componenti passivi fondamentali R, L, C ed il loro comportamento al variare della frequenza. Questo studio viene fatto sul *circuito equivalente*, ovvero su quella rete bipolare che presenta la stessa impedenza del componente in esame *entro certi limiti di frequenza e di precisione*. Solo concluso questo esame ci si dedicherà allo studio dei vari metodi e strumenti di misura, a partire da quelli di zero (ponti e reti a T), a quelli di risonanza (Q-metro), fino ai più recenti a lettura diretta (Vector Impedance Meter).

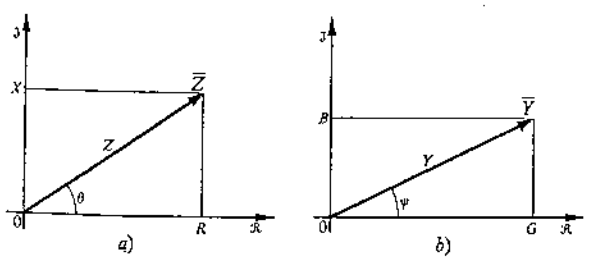


Figura 5.1. Rappresentazione nel piano complesso di: *a*) impedenza; *b*) ammettenza.

1.1. Richiami su Impedenze e Ammettenze

Si vogliono qui richiamare alcune formule elementari che però sono della massima importanza in quello che segue.
Poiché questo capitolo riguarda la misura di impedenze sottoposte ad un regime elettrico sinusoidale in un esteso campo di frequenza, è legittimo il ricorso al metodo simbolico che associa alle grandezze elettriche in gioco, tensione e corrente, un fasore rappresentativo. Per definizione, applicando la legge di Ohm generalizzata, si può scrivere

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}}{\bar{I}} \quad \text{oppure} \quad \bar{Y} = \frac{\bar{I}}{\bar{V}}. \tag{5.1.}$$

Tutte le grandezze $\bar{Z}$, $\bar{Y}$, $\bar{V}$, $\bar{I}$, sono di tipo fasoriale: cioè, pur essendo tipicamente scalari, sono caratterizzabili ed individuabili dalla conoscenza di due dati, come avviene per i numeri complessi e per i vettori. La loro affinità con questi è quindi esclusivamente formale, ma assai importante, perché è proprio della teoria dei numeri complessi e delle rappresentazioni grafiche dei vettori che ci si servirà ogni qualvolta siano richieste delle elaborazioni. Con riferimento alle grandezze $\bar{Z}$ e $\bar{Y}$, esse potranno essere conosciute tramite i dati della loro rappresentazione cartesiana sul piano di Gauss, che sono la parte reale e la parte immaginaria (fig. 5.1.)

$$\bar{Z} = R + jX; \quad \bar{Y} = G + jB. \tag{5.2.}$$

Nelle (5.2.) R è chiamata resistenza, X reattanza, G conduttanza, B suscettanza: X e B possono essere positive o negative.

Oppure la $\overline{Z}$ e la $\overline{Y}$ possono essere conosciute tramite la loro rappresentazione polare, dandone il modulo (sempre positivo) e l'argomento (positivo o negativo)

$$\overline{Z} = Z\exp[j\theta] = Z\underline{|\theta}; \quad \overline{Y} = Y\exp[j\psi] = Y\underline{|\psi}. \quad (5.3.)$$

È assai semplice vedere come si possa passare dall'una rappresentazione all'altra: ad es. per la impedenza $\overline{Z}$,

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}; \quad \theta = \operatorname{arctang}\frac{X}{R};$$

$$R = Z\cos\theta; \qquad X = Z\operatorname{sen}\theta;$$

In modo del tutto analogo si procede per $\overline{Y}$.
Dalle definizioni (5.1.) appare chiaro che, essendo

$$\overline{Z} = \frac{1}{\overline{Y}} \quad (5.4.)$$

procedere alla misura o al calcolo della $\overline{Z}$ o della $\overline{Y}$ di un bipolo è fisicamente e concettualmente irrilevante e perciò, di volta in volta, si fa una scelta di comodo. Come considerazione generale ed assolutamente non tassativa si tenga presente che è conveniente ragionare in termini di impedenze su circuiti che presentano una struttura *tipo serie*, mentre è preferibile assumere le notazioni di ammettenza quando si ha a che fare con circuiti a struttura di *tipo parallelo*. Se si segue questa regola in genere si giunge a formulazioni più corrette e più semplici.
Scendendo ora ad un caso concreto, nell'ipotesi di avere a che fare con un bipolo molto semplice come quello di fig. 5.2.*a*, può talvolta emergere la necessità di rappresentarlo invece che con la impedenza $\overline{Z} = R_s + jX_s$, corrispondente appunto alla rappresentazione serie, con la sua ammettenza $\overline{Y} = G_p + jB_p$, corrispondente alla rappresentazione parallelo che appare in *b*).
Dal momento che entrambe le rappresentazioni si riferiscono ad uno stesso bipolo, dovrà essere verificata la relazione (5.4.). Di conseguenza,

$$\overline{Z} = R_s + jX_s = \frac{1}{\overline{Y}} = \frac{1}{G_p + jB_p} =$$

$$= \frac{G_p - jB_p}{G_p^2 + B_p^2} = \frac{G_p}{G_p^2 + B_p^2} - j\frac{B_p}{G_p^2 + B_p^2} \quad (5.5.)$$

ovvero

$$R_s = \frac{G_p}{G_p^2 + B_p^2}; \quad X_s = -\frac{B_p}{G_p^2 + B_p^2} \quad (5.6.)$$

e, al contrario,

$$G_p = \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2}; \quad B_p = -\frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2}. \quad (5.7.)$$

Le (5.6.) consentono, nota la rappresentazione parallelo di un bipolo, il passaggio alla rappresentazione serie; le (5.7.) il passaggio inverso.

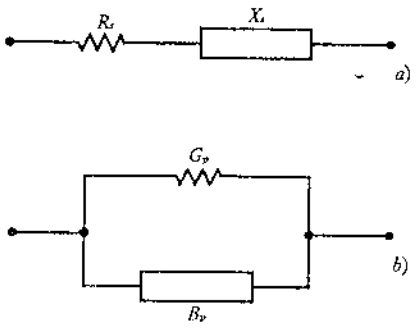


Figura 5.2. Bipolo rappresentato tramite il circuito equivalente: *a*) serie con la sua impedenza; *b*) parallelo con la sua ammettenza.

Un caso particolare di notevole interesse riguarda i bipoli prevalentemente reattivi; in essi

$$R_s \ll X_s \quad \text{e} \quad G_p \ll B_p. \quad (5.8.)$$

Riprendendo in esame le (5.6.), si potrà scrivere:

$$R_s = \frac{G_p}{B_p^2(1 + G_p^2/B_p^2)} \simeq \frac{G_p}{B_p^2};$$

$$X_s = -\frac{B_p}{B_p^2(1 + G_p^2/B_p^2)} \simeq -\frac{1}{B_p} \quad (5.9.)$$

mentre se si riconsiderano le (5.7.), analogamente:

$$G_p = \frac{R_s}{X_s^2(1 + R_s^2/X_s^2)} \simeq \frac{R_s}{X_s^2};$$

$$B_p = -\frac{X_s}{X_s^2(1 + R_s^2/X_s^2)} \simeq -\frac{1}{X_s}. \quad (5.10.)$$

Le formule precedenti sono molto importanti perché è lecito utilizzarle al posto delle più complesse (5.6.) e (5.7.) per tutti i condensatori e per molti tipi di induttori. Nel caso di un condensatore con piccole perdite, come si vedrà in seguito, dalla rappresentazione in *a*) della fig. 5.3., si può passare a quella in *b*), utilizzando le formule (5.9.) e (5.10.); si ottiene così:

$$C_p \simeq C_s; \quad G_p = (\omega C_s)^2 R_s.$$

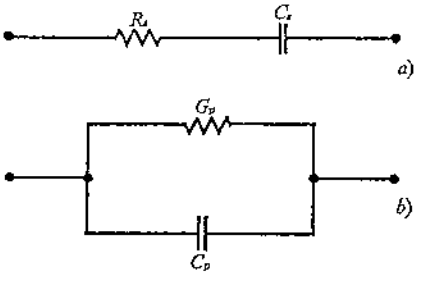


Figura 5.3. Trasformazione da serie (*a*) a parallelo (*b*) di circuito capacitivo-resistivo (condensatore con piccole perdite).

1.2. Componenti passivi

Si chiamano *componenti passivi* quei dispositivi fisici che realizzano i parametri basilari dei circuiti dell'Elettrotecnica, ovvero resistenza, induttanza, capacità.
Non vi è assoluta identità tra questi e quelli: nonostante tutte le possibili precauzioni costruttive, il componente realizzato non è mai conforme al parametro ideale: intervengono sempre e non sono completamente eliminabili fenomeni indesiderati.
Di questi se ne prenderanno in esame i principali, considerando nel seguito componente per componente per mostrare quali accorgimenti sono stati messi in atto per raggiungere i risultati più soddisfacenti ed entro quale campo di frequenza e con quale grado di approssimazione essi vadano considerati.
Innanzitutto occorre ricordare che, ogni volta che si vuole realizzare con un componente passivo un certo parametro (*parametro principale*), assieme a quello si vengono a trovare altri parametri (*parametri parassiti*) che sono indesiderati, non eliminabili, ed in genere hanno la caratteristica di essere distribuiti. Le varie tecniche costruttive tendono a ridurli per ottenere un componente di elevato valore sotto il profilo della *purezza*.
Un altro aspetto importante è la dipendenza dei parametri dal regime elettrico cui sono sottoposti: esiste sempre e normalmente si cerca di ridurla in quanto indesiderata.
Inoltre è importante che i vari parametri siano di valore costante in modo che, inseriti in un certo circuito, consentano una prestazione invariabile. Anche questo aspetto non viene realizzato compiutamente: vi è una *stabilità* rispetto al tempo (invecchiamento) ed una stabilità rispetto ad interventi esterni (temperatura, umidità, sforzi meccanici, ...) che può essere a breve, medio e lungo termine.
Occorre infine ricordare che i componenti passivi non sono mai completamente tali: esistono diverse cause che possono generare f.e.m. indesiderate come per es. il rumore termico, quello granulare, effetti termoelettrici (*passività*).
Esposte queste che sono le cause più importanti di scostamento dal loro modello ideale, i componenti passivi verrano presi in esame individualmente, per mettere in grado chi si accinge a compiere delle misure, di comprendere il perché di certi comportamenti quando si scenda sul piano applicativo.
Si vuole mettere in chiaro subito e con grande evidenza che la trattazione che segue non ha assolutamente la pretesa di essere completa; soprattutto l'aspetto tecnologico (riguardante i componenti passivi) è stato volutamente evitato tranne nei punti in cui era essenziale al campo delle misure. L'argomento va quindi completato con il materiale che ognuno può facilmente trovare in un buon testo di tecnologia.

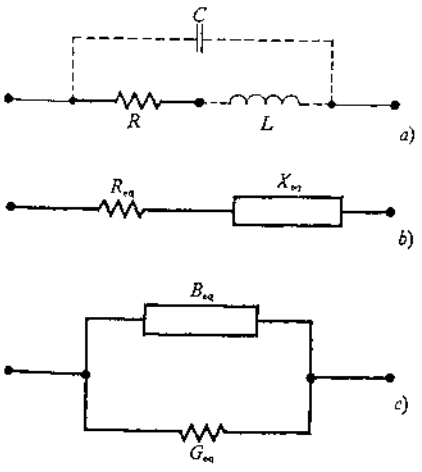


Figura 5.4. Resistore: *a*) circuito equivalente completo; *b*) ridotto serie; *c*) ridotto parallelo.

1.3. Il Resistore

Per resistore s'intende un componente costruito con materiale di certa *resistività* ϱ (espressa in $\mu\Omega\cdot$cm) che realizza praticamente il parametro resistenza R. Un dispositivo cioè, che, percorso da una corrente I, diventa sede di una d.d.p. V tale che valga la

$$\bar{V} = R\bar{I} \qquad (5.11.)$$

con tensione e corrente in fase tra loro. Ciò significa che R deve essere reale e positivo e non deve dipendere né dall'intensità né dalla frequenza delle grandezze elettriche.
A questa situazione puramente teorica ci si avvicina nella pratica soltanto se il regime elettrico è in continua, mentre in alternata si verificano scostamenti che hanno effetti tanto più rilevanti quanto più elevata è la frequenza.
Il percorso della corrente genera tutt'attorno al resistore un campo elettromagnetico cui è associato un fenomeno di autoinduzione; inoltre nel resistore vi sono parti vicine a diverso potenziale: vi è quindi anche un campo elettrostatico.
Di tutto ciò si può tener conto considerando, oltre al parametro principale R, anche parametri parassiti induttivi e capacitivi che sono tipicamente distribuiti. Inoltre anche il parametro R è soggetto a variazioni con la frequenza a causa dell'effetto pellicolare. Se tuttavia si escludono dallo studio le frequenze elevatissime, non si commette errore sostanziale considerando R costante ed i parametri parassiti concentrati; ciò consente di pervenire alla formulazione, per il resistore, di un circuito equivalente come è riportato nella fig. 5.4.*a*.
Si tratta di una rete contenente anche elementi reattivi e quindi tra i terminali del resistore è necessario considerare una impedenza $\bar{Z}_{eq}$ (od una ammettenza

$\overline{Y}_{eq}$) che, inserita nella (5.11.), fa sì che corrente e tensione non siano più in fase tra loro. Con riferimento alla fig. 5.4.*a*, è

$$\overline{Z}_{eq} = \frac{(R + j\omega L)(1/j\omega C)}{R + j\omega L + 1/j\omega C} =$$

$$= \frac{R + j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} \qquad (5.12.)$$

e nell'ipotesi che

$$\omega^2 LC \ll 1 \quad \text{ovvero} \quad \omega \ll \frac{1}{LC} \qquad (5.12.a)$$

si ha

$$\overline{Z}_{eq} = \frac{R + j\omega L}{1 + j\omega RC} = \frac{(R + j\omega L)(1 - j\omega RC)}{1 + \omega^2 R^2 C^2} =$$

$$= \frac{R(1 + \omega^2 LC) + j\omega L - j\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

e se si suppone che sia anche

$$\omega^2 R^2 C^2 \ll 1 \quad \text{ovvero} \quad \omega \ll \frac{1}{RC} \qquad (5.12.b)$$

ed utilizzando nuovamente la (5.12.a), risulta:

$$\overline{Z}_{eq} = R + j\omega(L - R^2 C) = R_{eq} + jX_{eq} . \qquad (5.13.)$$

Dalla (5.13.) si può desumere che il circuito equivalente può essere semplificato e ridotto a quello in *b*), ponendo

$$R_{eq} = R \quad \text{e} \quad X_{eq} = \omega(L - R^2 C) = \omega L_{eq} .$$

Questa semplificazione tuttavia si realizza, per un eguale grado di accuratezza nella rappresentazione, a scapito del campo di frequenza in cui il circuito mantiene la sua validità; infatti le ipotesi (5.12.a) e (5.12.b), perché siano verificate, richiedono una limitazione superiore al campo di frequenza.
In modo assolutamente analogo, sempre a partire dalla fig. 5.4.*a*, si può calcolare il valore di $\overline{Y}_{eq}$:

$$\overline{Y}_{eq} = j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L} = j\omega C + \frac{R - j\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} =$$

$$= j\omega C + \frac{1}{R^2} \cdot \frac{R - j\omega L}{1 + \omega^2 L^2 / R^2}$$

nell'ipotesi che

$$\frac{\omega^2 L^2}{R^2} \ll 1 \quad \text{ovvero che} \quad \omega \ll \frac{R}{L} \qquad (5.14.)$$

risulta

$$\overline{Y}_{eq} = \frac{1}{R} + j\omega\left(C - \frac{L}{R^2}\right) = G_{eq} + jB_{eq} . \qquad (5.15.)$$

Dalla (5.15.) si può desumere che il circuito equivalente in *a*) può essere semplificato e ridotto a quello in *c*), nel quale

$$G_{eq} = \frac{1}{R} \quad \text{e} \quad B_{eq} = \omega\left(C - \frac{L}{R^2}\right) = \omega C_{eq} .$$

Questa semplificazione tuttavia si realizza, per un eguale grado di accuratezza nella rappresentazione, a scapito del campo di frequenza: la condizione (5.14.) che deve essere verificata impone infatti un limite superiore invalicabile.
Si noti che l'espressione di L_{eq} (o di C_{eq}) contiene la differenza di due termini: potrà quindi risultare positiva o negativa dando luogo ad un *residuo reattivo* induttivo (capacitivo) oppure capacitivo (induttivo).
La qualità del resistore dal punto di vista della non reattività e quindi in definitiva della purezza viene talvolta indicata mediante la *costante di tempo*, definita come

$$\tau = \frac{L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{L}{R} - CR \qquad (5.16.)$$

oppure con l'*angolo di fase*, che risulta

$$\varphi = \omega\tau = \frac{\omega L_{eq}}{R_{eq}} = \omega\left(\frac{L}{R} - CR\right) \qquad (5.17.)$$

e rappresenta ovviamente lo sfasamento tra $\overline{V}$ ed $\overline{I}$ nel resistore.
Si noti che mentre τ è indipendente dalla frequenza, almeno entro i limiti di validità del circuito equivalente semplificato, l'angolo di fase è ad essa proporzionale; se quindi l'indicazione riguardante un certo resistore viene fornita tramite l'angolo di fase, occorre che sia completata dal valore della frequenza alla quale è avvenuta la misura.

Tecniche costruttive

I resistori vengono costruiti secondo tecniche molto diverse. Nel campo delle misure una posizione preminente è occupata dai resistori a *filo avvolto* che spesso costituiscono gli elementi determinanti dei circuiti ed i campioni di resistenza. Il filo con cui sono realizzati è di leghe che si sono mostrate particolarmente adatte allo scopo e le cui caratteristiche sono riportate nella tab. 5.1.
La prima ha modeste proprietà e viene utilizzata quando l'obiettivo principale è la dissipazione di elevata potenza. *Costantana* e *manganina* sono simili come proprietà, ma la prima non è adatta per resistori che funzionino in continua a causa della elevata f.e.m. al contatto con il rame. L'*Evanohm*, la più recente, ha ottime prestazioni generali e buona stabilità a breve termine.
In questi resistori vengono messi in atto particolari accorgimenti al fine di ridurre al minimo i parametri indesiderati. Per ridurre L si cerca principalmente di realizzare spire di piccola area avvolgendo il

Tabella 5.1. *Leghe per resistori a filo metallico.*

Denominazione	Composizione	Resistività [$\mu\Omega \cdot$cm]	Coefficiente di temperatura [10^{-6}/°C]	f.e.m. di contatto col Cu [μV/°C]
Nichel-Cromo	Ni (80%)-Cr (20%)	108	150	22
Costantana	Ni (45%)-Cu (55%)	48	20	43
Manganina	Ni (4%)-Cu (84%)-Mn (12%)	48	15	< 3
Evanohm	Ni (74,5%)-Cr (20%) + Al, Fe, Cu	133	20	$< 2{,}5$

filo su lastrine sottili (per es. di mica), ed inoltre di avvolgerne un numero in un senso ed un ugual numero nell'altro. Per ridurre C invece si cerca di far sì che non si trovino molto vicine parti di avvolgimento tra le quali esistono elevate d.d.p.
Vi è tutta una serie di tecniche di avvolgimento con ognuna delle quali si raggiungono certi risultati.
Si noti che a parità di metodo costruttivo del resistore, per valori piccoli di resistenza il residuo risulta induttivo, per valori elevati capacitivo (5.13.) e (5.15.).
La reattività di un resistore può essere controllata e ridotta a valori molto piccoli cercando di compensare il termine induttivo del residuo reattivo con quello capacitivo, ma tuttavia, per avere una buona prestazione generale, ciò non è sufficiente: è anche importante che L e C siano individualmente le più piccole possibili in quanto la (5.13.) deriva da considerazioni sullo schema semplificato, la cui validità è limitata dalle (5.12.) e (5.14.), per quello che concerne la frequenza.
I resistori a filo avvolto non sono atti a funzionare a frequenze molto elevate. Il limite di frequenza dipende in modo inverso dalla precisione desiderata e dalla potenza che debbono dissipare, e tale limite si abbassa per resistenze di valore inferiore ai 10 Ω e superiori al kΩ.
Un altro tipo è quello dei *resistori a strato*, che sono costituiti da un corpo isolante, spesso cilindrico, di ceramica o di vetro, sul quale viene depositato uno strato di materiale conduttore (grafite, metalli, ossidi metallici, ...). Le dimensioni del supporto stabiliscono la potenza dissipabile, mentre il valore della resistenza è legato prevalentemente alla resistività ed allo spessore del materiale depositato.
Lo strato viene poi protetto da vernici vetrificanti che ne assicurano l'inalterabilità nel tempo e contro gli agenti ambientali.
Esistono moltissime tecniche per la realizzazione dei resistori a strato e quindi una certa gamma delle varie prestazioni; in alcuni casi si sono ottenuti risultati che si avvicinano a quelli dei migliori resistori a filo avvolto, soprattutto per quanto riguarda la stabilità. Per ciò che riguarda la purezza, il parametro induttanza non influisce che nei resistori a resistenza molto bassa; per tutti gli altri il residuo è capacitivo e si possono raggiungere costanti di tempo molto piccole, fin oltre 10^{-10} s.
Finché la frequenza non perviene a valori molto elevati, il suo intervento sul valore di R è assai scarso. Per tutti questi motivi i resistori a strato stanno prendendo un posto sempre più importante nel campo delle misure.
Non altrettanto si può dire dei *resistori ad impasto* la cui utilizzazione è limitata al campo industriale. Si tratta di componenti costituiti da un corpo cilindrico di materiale isolante mescolato in opportuna percentuale con materiale conduttore, fino ad ottenere la voluta resistività. Di basso costo, presentano scarse prestazioni per ciò che concerne stabilità, indipendenza dal regime elettrico e passività. Particolarmente rilevante la presenza di rumore granulare nel campo delle frequenze audio.

Resistori variabili

Se si eccettuano i resistori costituiti da filo di manganina avvolto (ad elica) su di un supporto con due morsetti fissi alle estremità ed una spazzola strisciante per la regolazione (resistori in genere per bassi valori di resistenza, al max qualche centinaio di Ohm), molto induttivi e quindi di impiego limitato alla continua, quelli che veramente hanno un notevole interesse sono costituiti da resistori fissi a filo avvolto realizzati con tutte le varie tecniche per migliorarne le prestazioni, tutti uguali, collegati tra loro in serie ed inseribili successivamente tramite commutatori (fig. 5.5.), in modo da realizzare per es. una decade, ossia un resistore che può valere $R, 2R, 3R, \ldots, 10R$.
Si trovano in commercio cassette di resistenze nelle quali sono contenute diverse decadi (in genere 3, 4 o 5): in una di esse l'elemento resistivo elementare ha resistenza R, nelle altre $10R, 100R, \ldots$ rispettivamente. Con questo sistema si riesce ad avere un valore complessivo di resistenza pari a $10R + 100R + 1000R + \ldots$ con tutti i valori intermedi a gradini uguali ad R. La risoluzione può essere aumentata riducendo R, ma solo fino ad un certo limite oltre il quale incominciano a non essere più trascurabili fenomeni parassiti come le *resistenze dei collegamenti e dei contatti*. Generalmente non si scende mai al di sotto di $R = 0{,}1\ \Omega$.

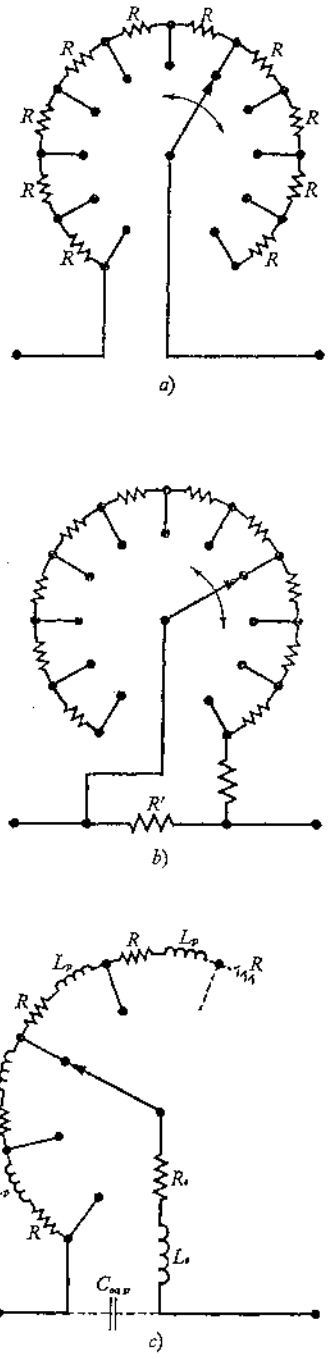


Figura 5.5. Resistori variabili: *a*) decade; *b*) ad elevata risoluzione; *c*) circuito equivalente di resistore a decade.

In caso di necessità, una maggiore risoluzione si può ottenere (fig. 5.5.*b*) ricorrendo ad un sistema tipo decade con R abbastanza elevate in parallelo ad una resistenza R' di basso valore. In questo caso le R saranno tutte diverse tra loro e calcolate in modo che ad ogni posizione del commutatore si abbia la variazione desiderata.
In tale caso la eventuale f.e.m. ai contatti agisce nella maglia costituita dalle resistenze inserite e dalla resistenza principale R': essendo R' molto minore dell'insieme delle R, si stabilirà ai suoi capi una d.d.p. proporzionalmente ridotta.
Il problema del limite di frequenza, già avvertito nei resistori a filo avvolto, risulta aggravato nei resistori variabili, nei quali più resistori fissi risultano collegati fra loro; si ha perciò un aumento degli effetti reattivi a causa dell'elevato numero degli elementi in gioco, dei collegamenti, ... In fig. 5.5.*c* è riportato uno schema in cui si cerca di tener conto di questi elementi parassiti.
In ogni caso i resistori variabili hanno, rispetto ai resistori fissi che li realizzano, limiti più bassi di frequenza e precisione. In particolare non si possono realizzare resistori variabili di valore ohmico molto grande o molto piccolo e di buona precisione.
È da tener presente inoltre che in alcune applicazioni non è tanto importante ridurre al minimo il residuo induttivo del resistore variabile (perché può essere compensato in altro modo), quanto far sì che per ogni posizione del commutatore tale residuo abbia sempre lo stesso valore. A tale scopo si realizzano resistori come in fig. 5.6.

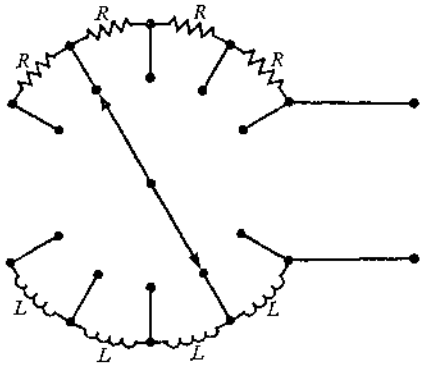


Figura 5.6. Resistore variabile compensato induttivamente.

Una considerazione tutta particolare la meritano gli *Elipot* (1), potenziometri a molti giri di buona precisione, che fanno parte degli elementi di riferimento variabili negli strumenti di misura; sostituiscono vantaggiosamente i resistori variabili visti precedentemente nelle applicazioni e misure in cui sia richiesta una precisione di lettura non superiore all'1% unita a brevi tempi operativi.
Nei potenziometri normali, sia di tipo avvolto che a grafite, il cursore è solidale con un albero di comando al quale l'operatore può imprimere una rotazione massima di 320°. Ciò ne limita notevolmente il potere risolutivo, in quanto il valore minimo di incremento di resistenza ΔR_{min} (per es. per quelli a filo avvolto è dato dalla resistenza presentata da una spira dell'avvolgimento) è forzatamente elevato, determinato dalla resistenza complessiva che il potenziometro deve presentare (fig. 5.7.*b*).

(1) Denominazione della Beckman Instruments, Inc.

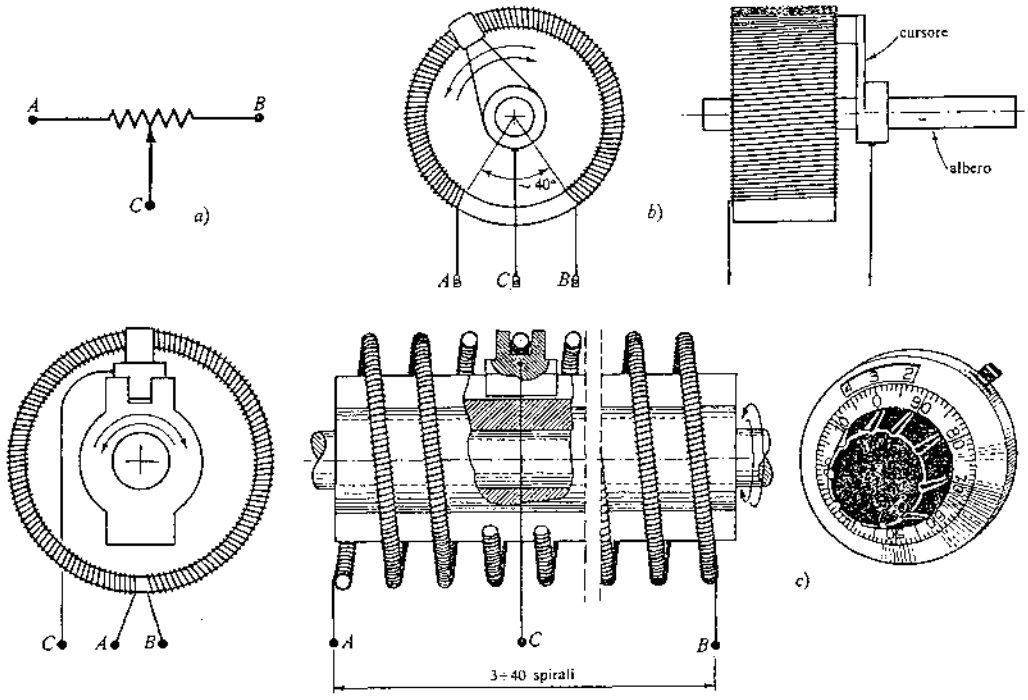


Figura 5.7. Potenziometro: *a*) simbolo grafico; *b*) a filo avvolto con angolo di rotazione di circa 320°; *c*) struttura e quadrante di lettura di Elipot.

Negli Elipot invece, a parità di resistenza complessiva, lo sviluppo dell'avvolgimento non si limita ai 320°, ma è notevolmente più elevato, dai 1080° (3 giri), ai 14400° (40 giri) a seconda del potere risolutivo che si vuole ottenere, consentendo allora di utilizzare un conduttore di minore resistività in quanto la sua lunghezza è aumentata da 3 a 40 volte (fig. 5.7.*c*).
In commercio esistono due tipi di Elipot: quelli per laboratorio e quelli per usi generali che differiscono per le prestazioni e per la gamma di valori che offrono. La tab. 5.2. riporta le caratteristiche di alcuni di questi componenti.

Tabella 5.2. *Elipot.*

Caratteristiche	per laboratori	per usi generali
Gamma di resistenza	10 Ω÷100 kΩ	10 Ω÷2,5 MΩ
Tolleranza della resistenza	±1%	±(3÷5)%
Tolleranza della linearità della resistenza	±0,1%	±1%
Rumore (mV)	100	250÷500
Angolo di rotazione	3600° (10 giri)	1080°÷14 400° (3÷40 giri)

1.4. Il Condensatore

È il componente che realizza il parametro capacità C: è costituito da due armature metalliche separate da uno strato di materiale dielettrico fluido o solido e collegate al circuito elettrico tramite reofori. La fig. 5.8. rappresenta un condensatore del tipo ad armature piane.

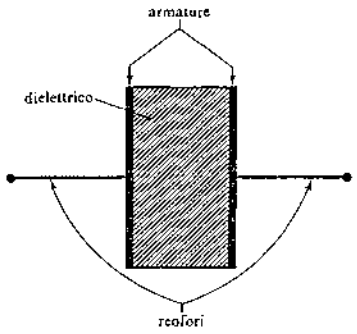


Figura 5.8. Condensatore ad armature piane.

Sottoposto ad un regime elettrico sinusoidale, la tensione e la corrente risultano legate dalla relazione

$$\bar{V} = \frac{1}{j\omega C}\cdot\bar{I} = \frac{1}{jB_c}\cdot\bar{I} = j\left(-\frac{1}{\omega C}\right)\bar{I} = jX_c\bar{I}\,. \qquad (5.18.)$$

La tensione ritarda, ovvero risulta sfasata di un angolo $\varphi = -90°$ rispetto alla corrente $\bar{I}$ (fig. 5.9.). Per quanto riguarda la potenza,

$$P_a = VI\cos\varphi = 0$$

$$P_r = VI\,\mathrm{sen}\,\varphi = -VI = -V\cdot\omega CV =$$

$$= -V^2\omega C = -B_cV^2 = -\frac{I}{\omega C}\cdot I = -\frac{I^2}{\omega C} =$$

$$= -|X_c|I^2 \qquad (5.19.)$$

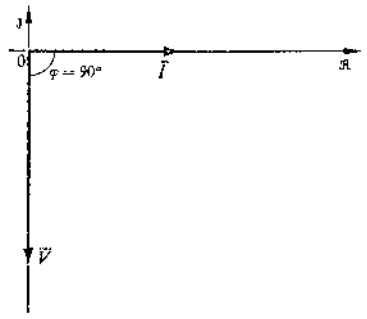


Figura 5.9. Rappresentazione fasoriale dell'eq. (5.18.).

dove con P_a e P_r si intendono rispettivamente potenza attiva e reattiva e con φ si indica l'angolo della tensione rispetto alla corrente.
Non vi è quindi, almeno teoricamente, alcun fenomeno dissipativo: il condensatore è un componente esclusivamente reattivo.
Nella pratica occorre invece considerare i fenomeni parassiti a causa dei quali si realizza uno scostamento, per la verità assai modesto, rispetto alla situazione teorica. Per tale ragione accanto alla capacità C (*parametro principale*) sono presenti altri parametri (*parametri parassiti*) che, con opportune tecniche costruttive, si cerca di ridurre al minimo: le armature ed i reofori presentano una resistenza R; percorsi da corrente si determina attorno ad essi un campo magnetico con conseguente fenomeno di autoinduzione di cui si tiene conto tramite una induttanza L; infine il dielettrico è sempre sede di dissipazioni che possono essere determinate da imperfetto isolamento (R_c) o da polarizzazione del dielettrico (R_d).
Si giunge quindi alla formulazione di un circuito equivalente (fig. 5.10.*a*) che tiene conto di tutto questo.
In genere R_c è molto grande rispetto ad R_d e quindi ha importanza solo nel funzionamento in continua o alle frequenze più basse (al massimo fino a quella industriale).
R_d ha una legge di variazione non semplice e dipendente dal tipo di dielettrico; tuttavia, in un campo abbastanza vasto di frequenza, la si può ritenere ad essa inversamente proporzionale ($\omega R_d = \text{cost.}$).
Quanto ad R, ha in genere un valore assai piccolo che permette normalmente di trascurarla a meno che non si pervenga a frequenze così elevate da non poter prescindere dall'effetto pellicolare: in questo caso R cresce proporzionalmente alla radice quadrata della frequenza, cioè

$$R \propto \sqrt{f}. \tag{5.20.}$$

Anche L, se la frequenza non è molto elevata, non ha molta importanza.
In definitiva, con riferimento ad un campo di frequenza più ristretto, limitato superiormente, si può passare dal circuito equivalente a quelli più semplici riportati in *b*) e *c*), nei quali (eq. 5.9.)

$$C_s \simeq C_p \simeq C \tag{5.21.}$$

$$R_s = G_p X_c^2 \simeq R_d \tag{5.22.}$$

e non è quindi lecito continuare a considerare il condensatore un componente non dissipativo: è un componente prevalentemente reattivo, ma in esso avviene una dissipazione di potenza anche se in genere di lieve entità. Da questo punto di vista la grandezza che serve a dare la misura dalla bontà di un condensatore è l'*angolo di perdita* δ che è il complementare dell'angolo φ tra corrente e tensione. Essendo in genere molto piccolo, si potrà scrivere (fig. 5.11.)

$$\delta \simeq \operatorname{tang}\delta = \frac{R_s I}{I/\omega C_s} = \omega R_s C_s = \frac{G_p V}{\omega C_p V} = \frac{G_p}{\omega C_p}. \tag{5.23.}$$

Si noti che le espressioni precedenti possono essere modificate nelle:

$$\delta \simeq \operatorname{tang}\delta = \frac{R_s I^2}{I^2/\omega C_s} = \frac{G_p V^2}{\omega C_p V^2} = \frac{P_a}{P_r} \tag{5.24.}$$

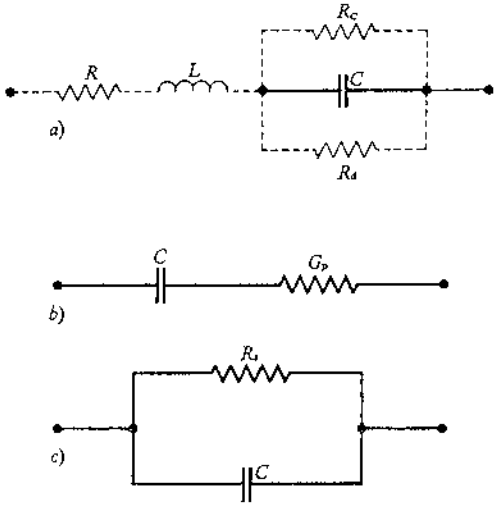


Figura 5.10. Condensatore: *a*) circuito equivalente completo; *b*) ridotto serie; *c*) ridotto parallelo.

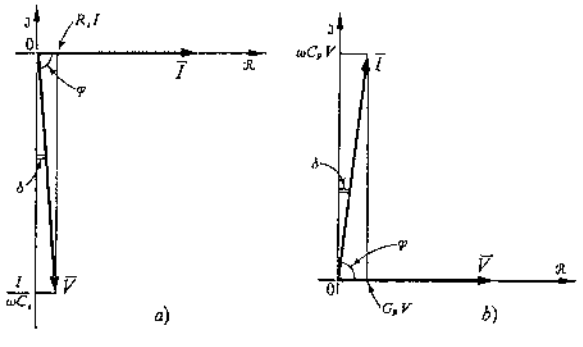


Figura 5.11. Diagrammi fasoriali corrispondenti ai circuiti equivalenti di fig. 5.10.*b* e *c*.

dalle quali risulta che tangδ può anche definirsi come il rapporto tra la potenza attiva dissipata (effetto indesiderato) e la potenza reattiva immagazzinata (effetto utile). Il tangδ è funzione della frequenza: tuttavia fino a frequenze non troppo elevate (cioè nei limiti di validità dei circuiti semplificati della fig. 5.10.) non varia molto. Infatti, essendo

$$\delta \simeq \tan\delta = \frac{G_p}{\omega C_p} = \frac{1}{\omega R_d C} \qquad (5.25.)$$

e, come si è detto, $\omega R_d \simeq$ cost., anche tangδ risulterà pressoché costante. Oltre questo limite di frequenza occorre considerare l'effetto della resistenza R che diviene prevalente e quindi non è difficile vedere che tangδ cresce circa proporzionalmente alla potenza 3/2 della frequenza.
Al crescere della frequenza il parametro L viene ad alterare notevolmente il valore della capacità: infatti, partendo dal circuito di fig. 5.10.*a* ed utilizzando le (5.9.) è possibile ridurlo a quello di fig. 5.12. nel quale

$$R_{eq} \simeq R + \frac{1}{\omega^2 C^2 R_d}. \qquad (5.26.)$$

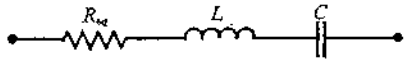


Figura 5.12. Circuito equivalente del condensatore, semplificato per le alte frequenze.

L'impedenza misurabile alle estremità vale:

$$Z_{eq} = R_{eq} - j\left(\frac{1}{\omega C} - \omega L\right) = R_{eq} - j\frac{1}{\omega C_a} \qquad (5.27.)$$

dove

$$C_a = \frac{C}{1-\omega^2 LC} = \frac{C}{1-(\omega/\omega_0)^2} = \frac{C}{1-(f/f_0)^2}. \qquad (5.28.)$$

Ciò significa che, per la presenza del parametro parassita L, ai capi del componente appare una capacità $C_a \neq C$ detta *capacità apparente* il cui valore è sempre più elevato man mano che aumenta la frequenza. Si noti che tale circuito è risonante serie alla pulsazione $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ detta *pulsazione propria di risonanza* del condensatore; in corrispondenza di tale pulsazione il componente risulterà puramente resistivo, mentre al di sopra di questa resistivo-induttivo.
Il valore della pulsazione (o della frequenza) di risonanza propria viene fornito dal costruttore per indicare l'attitudine maggiore o minore a funzionare in alta frequenza.
Alle basse frequenze, infatti, $C_a = C$; al crescere della frequenza si ha un sempre maggiore scostamento dal valore nominale C e, a seconda dello scarto (tolleranza) che si può accettare, si decide fino a che frequenza può essere utilizzato quel condensatore.

Si riprenda in esame l'eq. (5.28.). Se si considerano frequenze lontane da f_0, e quindi $\omega/\omega_0 \ll 1$, essa può essere approssimata con la serie geometrica e ci si può arrestare al termine del 1° ordine, cioè

$$C_a = \frac{C}{1-(f/f_0)^2} \simeq C\left[1+\left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]. \qquad (5.29.)$$

Da questa relazione si può rilevare che, se non ci si vuole scostare dal valore di C di più dell'1 % (p. es.), occorre che

$$\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \leqslant 0{,}01 \quad \text{ossia} \quad f \leqslant 0{,}1 f_0 = \frac{f_0}{10}$$

ovvero non si deve superare il limite di frequenza di un decimo di f_0.

Si è detto che $f_0 = 1/\sqrt{LC}$: poiché grandi capacità richiedono in genere armature di grande superficie, e quindi C e L variano in modo concorde, appare chiaro che i condensatori di capacità molto elevata potranno funzionare in un limitato campo di basse frequenze, mentre alle alte frequenze i condensatori potranno essere solo di piccola capacità.
I *condensatori in aria*, specie se questa è pulita e secca, possono considerarsi assai prossimi al modello ideale almeno finché non si va oltre frequenze elevatissime, in quanto è possibile considerare il dielettrico perfetto. L'unica causa di dissipazione è allora quella dovuta alla presenza di supporti isolanti delle armature che costituiscono capacità a dielettrico solido di tipo parallelo. Un buon condensatore in aria presenta un tangδ assai piccolo e lo stesso dicasi per il coefficiente di temperatura che è la causa prima della stabilità a medio termine; quella a lungo termine è ottima (tab. 5.3.).

Tabella 5.3. *Condensatori.*

Tipi	C [kpF]	tangδ (a 1 kHz)	Coefficiente di T [p.p.m./°C]
In aria fissi	< 10	$10^{-4} \div 10^{-5}$	< 10
In aria variabili	< 2	10^{-4} (dipende da C)	< 10
A mica	< 20	10^{-3}	± 100
In polistirolo	< 1000	10^{-4}	-100

Per quanto concerne il campo di frequenza occorre dire che mantiene (per i valori più piccoli di capacità) prestazioni molto buone fino a frequenze assai elevate, dell'ordine di varie centinaia di MHz.
Anche per un condensatore variabile in aria le prestazioni in generale sono sempre molto buone seppure un poco inferiori a quelle del corrispondente condensatore fisso. Si noti in particolare che il tangδ in questo caso dipende dalla posizione dell'ar-

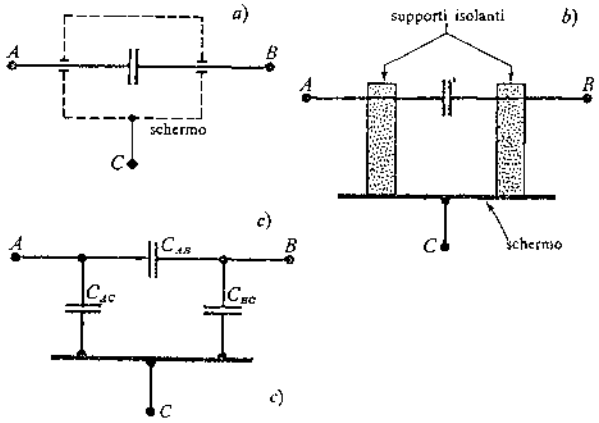


Figura 5.13. Condensatore a tre morsetti: *a*) schema reale; *b*) rappresentazione intuitiva; *c*) schema elettrico.

matura mobile (cioè dal valore di C), dato che la capacità dei supporti e la R_d non variano.
Un interessante componente capacitivo è il condensatore in aria schermato, detto anche *condensatore a tre morsetti*, in quanto, oltre ai due normali terminali ha (fig. 5.13.*a*) anche quello dello schermo. Tra i reofori e lo schermo vi sono supporti isolanti *b*), che vengono a costituire il dielettrico delle capacità parassite C_{AC} e C_{BC}, rappresentate in *c*). Se tale componente viene inserito in un opportuno circuito che consenta l'eliminazione delle capacità parassite, il condensatore a tre morsetti si comporta come una capacità pura C_{AB} (perché priva di perdite di tipo parallelo) *fino a frequenze piuttosto elevate*, alle quali inizia l'effetto delle perdite serie (dovute ai reofori e alle armature).
I condensatori in aria sono di gran lunga quelli che presentano le migliori prestazioni generali; hanno però l'inconveniente di essere ingombranti e, a causa della piccola costante dielettrica, di non consentire valori di capacità molto elevati. È questo un inconveniente notevole specie alle basse frequenze.
Per superarlo è necessario ricorrere a *condensatori a dielettrico solido*: tra questi i più usati in passato sono stati quelli a mica che presentano buone prestazioni di stabilità e piccole perdite. Attualmente vengono utilizzati anche condensatori a polistirolo che rispetto a quelli presentano minori perdite. In ogni caso le prestazioni restano sempre inferiori a quelle del condensatore in aria.
Nella tab. 5.3. sono riportate le caratteristiche principali dei vari tipi di condensatori.
Si noti che, analogamente a quanto visto per i resistori, esistono anche cassette decadiche di condensatori a due o a tre morsetti nelle quali con condensatori fissi a dielettrico solido e commutatori si realizzano valori di capacità massima attorno al μF. Talvolta, per aumentare la risoluzione, si utilizzano in aggiunta anche variabili in aria.

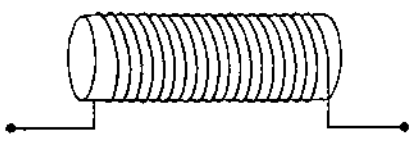


Figura 5.14. Induttore.

1.5. L'induttore

È il componente che realizza il parametro L, coefficiente di autoinduzione o semplicemente induttanza. Si ottiene avvolgendo un conduttore in spire in aria o su di un supporto di materiale di caratteristiche diverse.
In fig. 5.14. è rappresentato un generico induttore: se sottoposto ad un regime sinusoidale la corrente e la tensione risultano legate dalla relazione

$$\bar{I} = \frac{1}{j\omega L}\,\bar{V} = \frac{1}{jX_L}\,\bar{V} = j\left(-\frac{1}{\omega L}\right)\bar{V} = jB_L\bar{V} \qquad (5.30.)$$

cioè la corrente risulta sfasata di un angolo $\psi = -90° = -\varphi$ rispetto alla tensione, considerando B_L negativa (fig. 5.15.).

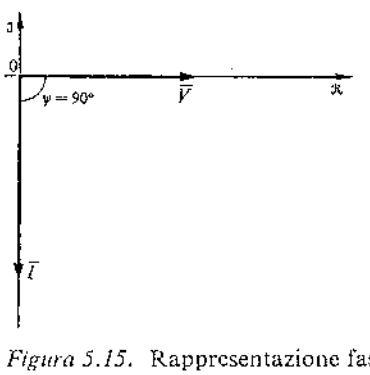


Figura 5.15. Rappresentazione fasoriale dell'eq. (5.30.).

Per quanto riguarda la potenza:

$$P_a = VI\cos\varphi = 0$$

$$P_r = VI\,\mathrm{sen}\,\varphi = VI\,\mathrm{sen}(-\psi) = VI =$$
$$= V\cdot|B_L|V = V^2|B_L| = I\cdot X_L\cdot I = X_L I^2 \qquad (5.31.)$$

dove con P_a e P_r si intendono rispettivamente potenza attiva e reattiva e dove con ψ si indica l'angolo della corrente rispetto alla tensione.
Dalle (5.31.) appare chiaro che non avviene alcun fenomeno dissipativo ($P_a = 0$): l'induttore ideale è un componente esclusivamente reattivo.
Nella pratica occorre considerare fenomeni parassiti a causa dei quali si realizza uno scostamento rispetto alla situazione teorica. Accanto all'induttanza L (*parametro principale*) occorre infatti considerarne altri (*parametri parassiti*), che opportune tecniche costruttive tendono a ridurre, ma non riescono mai ad eliminare.
Si è detto che il parametro L si ottiene tramite un conduttore avvolto in spire che però oppone una

certa resistenza R al passaggio della corrente e, poiché tra le varie parti di questo conduttore esiste un campo elettrostatico, sono presenti capacità parassite tipicamente distribuite che però, entro certi limiti di approssimazione e se non si considerano le frequenze più elevate, si potranno considerare concentrate nel parametro C, il cui dielettrico non è completamente aria (supporto, rivestimento del conduttore, ...). Si avranno quindi perdite nel dielettrico di cui si può tener conto col parametro R_d, analogo a quello già visto nello studio del condensatore.
Per finire occorre tener conto delle perdite causate dal flusso del campo magnetico generato dalla corrente che percorre l'induttore se si trova ad investire corpi ferromagnetici o corpi conduttori. Nel primo caso se ne terrà conto con una R_i (*perdite per isteresi*), nel secondo con una R_p (*perdite per correnti parassite* o *di Foucault*). Queste due resistenze hanno notevole influenza (cioè sono particolarmente piccole) soprattutto negli induttori con nucleo ferromagnetico, in quanto rappresentano le perdite che hanno luogo prevalentemente in questo. Negli induttori in aria, invece, spesso hanno minor importanza, a meno che non vi siano vicini dei corpi nei quali possano aver luogo tali perdite (schermi, contenitori metallici, macchine in genere).
Concludendo, si perviene ad un circuito equivalente come quello di fig. 5.16.*a* che è lecito ridurre a quello di fig. 5.16.*b*, con buona approssimazione fino alle più alte frequenze che si considerano.
Il fatto che si vuole mettere in rilievo è la presenza dei parametri resistivi: quindi anche in un induttore avvengono fenomeni dissipativi, di tipo parassita. Si tenga presente che il valore di R varia con la frequenza a causa dell'effetto pelle soltanto alle frequenze molto elevate ed in modo approssimativamente proporzionale alla radice quadrata della frequenza. Invece per quanto riguarda R_d, valgono le stesse cose dette per il condensatore: cioè è lecito considerare il prodotto $\omega R_d = \text{costante}$.
Resta da definire la dipendenza di R_i e R_p dalla frequenza: tenendo presente che la tensione ai capi dell'induttore vale $E_M \propto \omega B_M$ e, ricordando le espressioni della potenza perduta per isteresi e per correnti parassite, si avrà

$$P_i \propto \omega B_M^{1,6} \propto \frac{E_M^2}{R_i} \propto \frac{\omega^2 B_M^2}{R_i}$$
$$P_p \propto \omega^2 B_M^2 \propto \frac{E_M^2}{R_p} \propto \frac{\omega^2 B_M^2}{R_p} \qquad (5.32.)$$

dalle quali è facile vedere che

$$R_i \propto \omega$$
$$R_p \simeq \text{cost.} \qquad (5.33.)$$

Ovvero, mentre R_i è proporzionale alla frequenza, R_p è praticamente costante. Entrambe le resistenze dipendono dall'induzione (cioè dall'ampiezza del segnale).
Il circuito equivalente dell'induttore, come appare nella fig. 5.16.*b*, è piuttosto complesso: tuttavia, se a parità di precisione ci si accontenta di un intervallo di frequenza più ristretto, si può adottare un circuito semplificato che assume l'aspetto riportato nelle figg. 5.17.*a* e *b*.
Si ricorda che $L_p \simeq L_s$ con tanta maggior precisione quanto meno gli induttori sono dissipativi: si noti che, tra tutti i componenti reattivi, gli induttori sono quelli nei quali questa condizione va verificata ogni volta perché può succedere che i fenomeni dissipativi non siano irrilevanti. Con la stessa precisione vale inoltre la relazione

$$\frac{R_s}{G_p} = (\omega L_s)^2 = (\omega L_p)^2 .$$

Dai circuiti di fig. 5.17. discendono in modo molto semplice due diagrammi fasoriali che mettono in rilievo la presenza di componenti di tensione (corrente) in fase con la corrente (tensione) e quindi l'esistenza di fenomeni dissipativi, contrariamente a quanto veniva affermato nella trattazione teorica ($P_a = 0$).

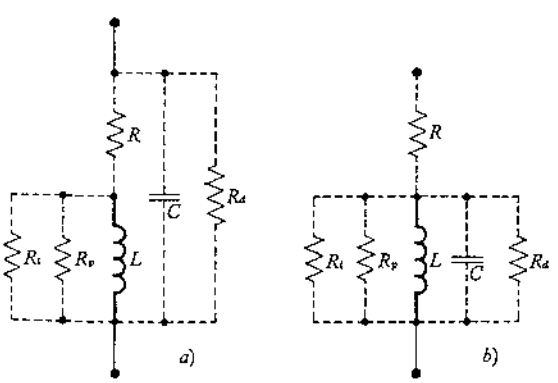


Figura 5.16. Circuito equivalente di un induttore: *a*) effettivo; *b*) approssimato.

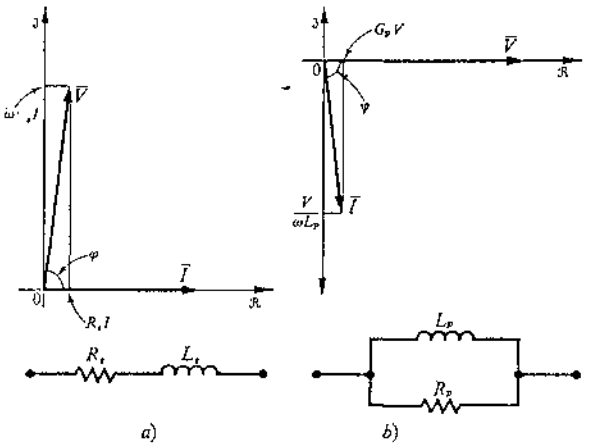


Figura 5.17. Circuiti equivalenti semplificati dell'induttore e relativi diagrammi fasoriali: *a*) serie; *b*) parallelo.

L'entità della dissipazione che avviene nell'induttore viene espressa dal *fattore di qualità*, che si indica con la lettera Q e rappresenta la tangente dell'angolo φ tra tensione e corrente. Si capisce come Q sia una grandezza paragonabile al tangδ del condensatore: matematicamente si può infatti scrivere

$$\text{tang}\delta = \frac{1}{Q}.$$

Dalla definizione, osservando il diagramma della fig. 5.17.*a*, si ottiene:

$$Q = \text{tang}\varphi = \frac{\omega L_s I}{R_s I} = \frac{\omega L_s}{R_s} \qquad (5.34.)$$

e da quello della fig. 5.17.*b*,

$$Q = \text{tang}(-\psi) = -\text{tang}\,\psi =$$

$$= -\frac{-V/\omega L_p}{G_p V} = \frac{1}{G_p \omega L_p}. \qquad (5.35.)$$

Una diversa definizione che ha un maggior significato fisico, si può ottenere se si moltiplica la (5.34.) per I^2/I^2

$$Q = \frac{\omega L_s I^2}{R_s I^2} = \frac{P_r}{P_a} \qquad (5.36.a)$$

oppure la (5.35.) per V^2/V^2

$$Q = \frac{V^2/\omega L_p}{G_p V^2} = \frac{P_r}{P_a}. \qquad (5.36.b)$$

Si vede che *il Q è il rapporto tra la potenza reattiva immagazzinata* (effetto utile) *e la potenza attiva dissipata* (effetto indesiderato); un induttore ideale ha un Q infinito, un induttore pessimo un $Q \to 0$.
Dalla (5.34.) si nota che il Q è funzione non semplice della frequenza perché anche R_s varia con essa. Si tratta di un andamento del tipo rappresentato nella fig. 5.18. che presenta un massimo poco accentuato attorno al quale si trova il campo di migliore utilizzazione dell'induttore.
Si prenda ora in esame l'influenza della frequenza

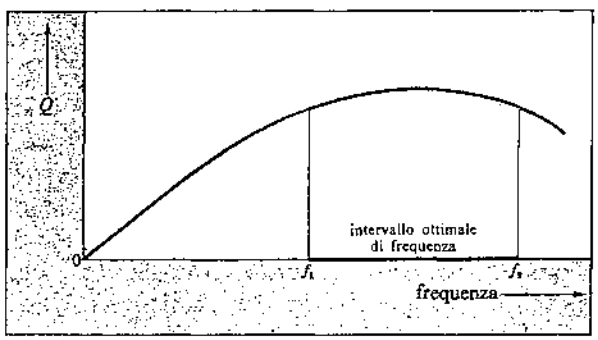


Figura 5.18. Andamento del Q di un induttore al variare della frequenza.

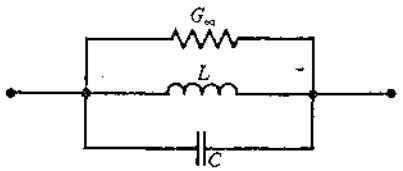


Figura 5.19. Circuito equivalente semplificato dell'induttore per lo studio alle alte frequenze.

sul valore di L: a partire dal circuito equivalente di fig. 5.16.*b* e applicando i procedimenti usuali, ci si può ridurre come in fig. 5.19., in cui è

$$G_{eq} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_d} + \frac{R}{(\omega L)^2}.$$

L'ammettenza misurabile alle estremità vale allora:

$$\overline{Y}_{eq} = G_{eq} + jB_{eq} = G_{eq} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

da cui si ricava

$$B_{eq} = -\frac{1}{\omega L_a} = \omega C - \frac{1}{\omega L},$$

$$L_a = \frac{L}{1 - \omega^2 LC} = \frac{L}{1 - (f/f_0)^2}. \qquad (5.37.)$$

Ciò significa che, per la presenza del parametro parassita C, ai capi del componente appare una induttanza $L_a \neq L$ detta *induttanza apparente*. Il circuito della fig. 5.19. è un circuito risonante parallelo che risuona alla pulsazione

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

detta *pulsazione propria di risonanza* dell'induttore, alla quale esso si comporta resistivamente; al di sopra di essa risulta resistivo-capacitivo.
La pulsazione (frequenza) di risonanza propria di un induttore è un altro dei dati caratteristici di quel componente e viene fornito per indicarne la maggiore o minore attitudine a funzionare in alta frequenza. Infatti dalla (5.37.) risulta che alle basse frequenze $L_a \equiv L$, mentre al crescere della frequenza si ha un sempre maggior scostamento dal valore nominale L.

Nota ω_0, a seconda dello scarto (tolleranza) che si può accettare, si decide fino a quale frequenza fare funzionare l'induttore. L'eq. (5.37.), per valori di ω lontanissimi da ω_0, e quindi per rapporti $\omega/\omega_0 \ll 1$ può essere approssimata con la serie geometrica interrotta al termine del 1° ordine. Risulta

$$L_a = \frac{L}{1 - (f/f_0)^2} \simeq L\left[1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]. \qquad (5.38.)$$

Da questa relazione si può rilevare che se non ci si vuole scostare dal valore di L di più, per es., dell'1%, occorre che $(f/f_0)^2 \leqslant 0{,}01$ ovvero $f \leqslant 0{,}1 f_0 = f_0/10$, cioè non si deve superare il limite di frequenza pari ad un decimo di f_0.

Un'altra causa di variazione di L con la frequenza si ha quando incominciano a farsi sentire l'effetto pelle e quello di prossimità: lo spostarsi della corrente in periferia fa sì che si riduca il numero delle linee di flusso concatenato e quindi diminuisce L, in genere però non più dell'$(1 \div 2)\%$.
Per tutti questi motivi, negli induttori che debbono funzionare a frequenze elevate, ogni cura è posta per ridurre al minimo le capacità parassite utilizzando speciali tecniche di avvolgimento, insieme a conduttori costituiti da più fili sottili isolati tra di loro per ridurre l'effetto pelle. In ogni caso però questi induttori possono servire da campioni alle frequenze audio o alle più basse radiofrequenze. Oltre si preferisce modificare le cose in modo da poter utilizzare come campioni dei condensatori.
Una considerazione tutta particolare meritano gli induttori con nucleo magnetico, in quanto per essi il valore di L dipende in modo notevole dalla presenza e dall'entità di una eventuale componente continua. Ciò porta infatti a far lavorare il materiale di cui è costituito il nucleo in punti lungo la curva di magnetizzazione (fig. 5.20.) nei quali la permeabilità μ è diversa, e poiché $L \propto \mu$, il medesimo induttore presenta diversi valori di induttanza a seconda delle amperspire magnetizzanti continue cui è sottoposto: ad es., nel caso in cui il nucleo magnetico fosse spinto in saturazione (punto N), la permeabilità che verrebbe a presentare sarebbe quella del vuoto e quindi il valore di L diverrebbe considerevolmente minore, in alcuni casi anche di un rapporto 10^5.
Un regime particolarmente interessante è quello in cui si ha la sovrapposizione di una magnetizzazione alternativa ad una continua. In questo caso si determinano variazioni $\Delta B = f(\Delta H)$ attorno al punto di polarizzazione M il cui rapporto esprime la permeabilità incrementale $\mu_\Delta = \Delta B/\Delta H$, dal cui valore si deduce quello della *induttanza incrementale* dell'induttore, assai importante in alcune applicazioni.

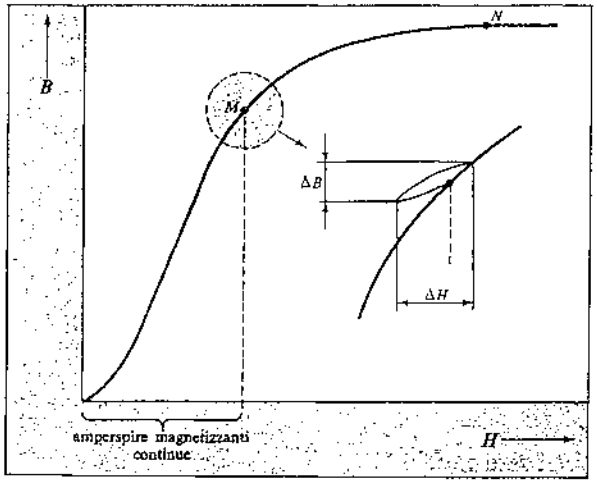


Figura 5.20. Curva di prima magnetizzazione di un materiale ferromagnetico nella quale è posto in evidenza il particolare di un funzionamento dinamico di piccola entità sovrapposto ad una magnetizzazione continua.

Per tutti questi motivi è consigliabile, se si deve misurare un induttore con nucleo di ferro, fare in modo che la misura avvenga mentre l'induttore è soggetto ad un regime analogo a quello nel quale verrà impiegato.
Esistono, e spesso fanno parte del corredo dei laboratori di misure, anche induttori variabili. Possono essere a variazione continua o a scatti. Nel primo caso sono costituiti da due avvolgimenti (normalmente identici) di induttanza L_1 e L_2 collegati in serie e dei quali è possibile variare l'orientazione reciproca: essendo l'induttanza complessiva uguale a $L_1 + L_2 \pm M$ (dove M è il coefficiente di mutua induttanza), si capisce come variando l'orientazione si intervenga su M ottenendo una certa escursione nel valore di L. Se i due avvolgimenti L_1 e L_2 sono tenuti separati, si realizza invece un mutuo induttore variabile.
Gli induttori variabili a scatti sono costituiti, come si è già visto per resistori e condensatori, da cassette contenenti un certo numero di induttori fissi che possono venire opportunamente collegati tra di loro tramite commutatori. Si costruiscono decadi costituite da 4 induttori per ottenere le quali commutatori collegano in serie gli induttori le cui induttanze stanno tra di loro, per es., come i numeri 1, 2, 3, 4, adatte per l'uso alle frequenze audio.

1.6. Metodi di misura in ac dei componenti passivi

I metodi generalmente impiegati per la misura della capacità, induttanza, resistenza effettiva di un bipolo utilizzano il criterio del confronto con alcuni componenti tarati di riferimento; consistono nel realizzare una rete, alimentata opportunamente, di cui uno degli elementi sia l'incognita e gli altri siano noti, e nel determinare sperimentalmente con uno strumento rivelatore una condizione ben definita. In tal modo, conoscendo tutte le tensioni applicate, tutti i parametri passivi meno quello incognito, questo può essere facilmente determinato.
Si classificano due grandi categorie:

a) *metodi di zero*, cioè quei circuiti nei quali la condizione di equilibrio si ottiene annullando la corrente in un ramo o la tensione ai suoi capi (ponti, reti a doppio T e T shuntato, ...);

b) *metodi di risonanza* (Q-metro).

Si è visto nei precedenti paragrafi che resistori,

induttori, condensatori non sono mai grandezze rigorosamente pure, che la loro R, L, C non è mai costante al variare della frequenza se non in un limitato intervallo di questa ed entro certi limiti di approssimazione. È bene quindi che la misura di questi componenti venga effettuata in condizioni le più prossime possibili a quelle di utilizzazione del componente stesso per ciò che riguarda la frequenza, e, in taluni casi, anche la tensione di lavoro ed altri fattori che intervengano di volta in volta.
Dalla necessità di soddisfare questa esigenza deriva un grande numero di metodi di misura particolari dei quali verranno qui presi in considerazione soltanto i principali.

2. Metodi di zero

I metodi di confronto tra impedenze si possono ricondurre agli schemi di principio di fig. 5.21., dove la impedenza incognita è inserita nel primo ramo. In *a*) la condizione da raggiungere è l'annullamento della corrente I_r: ciò si ottiene quando $\bar{I}_1 = \bar{I}_2$; è allora

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}_1}; \quad \bar{I}_2 = \frac{\bar{V}_2}{\bar{Z}_2}; \quad \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}_1} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{Z}_2}$$

ed evidenziando l'incognita

$$\bar{Z}_1 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2} \cdot \bar{Z}_2 . \qquad (5.39.)$$

Nel caso di fig. 5.21.*b* la condizione è ora $V_r = 0$. Si avrà $\bar{Z}_1\bar{I}_1 = \bar{Z}_2\bar{I}_2$ ed anche

$$\bar{Z}_1 = \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} \cdot \bar{Z}_2 . \qquad (5.40.)$$

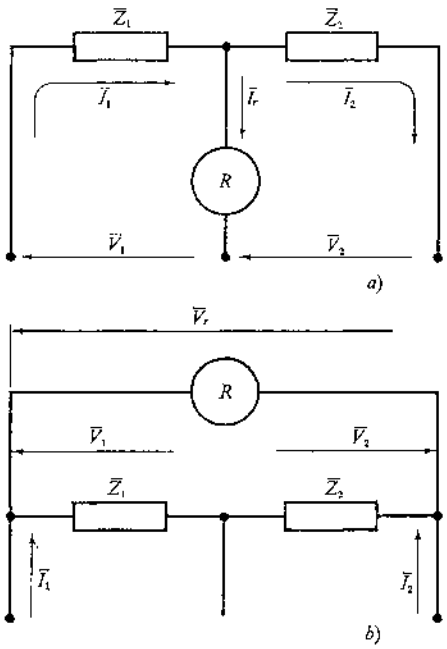


Figura 5.21. Schema di principio per il confronto tra impedenze mediante l'annullamento di una corrente (*a*) o di una tensione (*b*).

L'esame della (5.39.) e della (5.40.) indica che il metodo seguito consiste nel realizzare due tensioni o due correnti il cui rapporto possa essere conosciuto con la precisione voluta; si puntualizza il fatto che ciò che interessa è soltanto il rapporto, non la conoscenza dei valori assoluti.

2.1. Ponte a 4 lati in ac

Una delle strutture più semplici per ottenere quanto sopra è il ponte a 4 lati (fig. 5.22.) la cui struttura è la stessa di quella del ponte di Wheatstone. Si consideri l'incognita inserita nel primo ramo.
Nel circuito così realizzato, le condizioni (5.39.) e (5.40.), premesso che all'equilibrio è

$$\bar{V}_1 = \bar{V}_3, \ \bar{V}_2 = \bar{V}_4 \quad \text{e} \quad \bar{I}_1 = \bar{I}_2, \ \bar{I}_3 = \bar{I}_4$$

si traducono nelle

$$\bar{Z}_1 = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_4}\bar{Z}_3 \quad \text{cioè} \quad \bar{Z}_1\bar{Z}_4 = \bar{Z}_2\bar{Z}_3 . \qquad (5.41.)$$

Infatti dalla (5.39.)

$$\frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2} = \frac{\bar{V}_3}{\bar{V}_4} = \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_4}$$

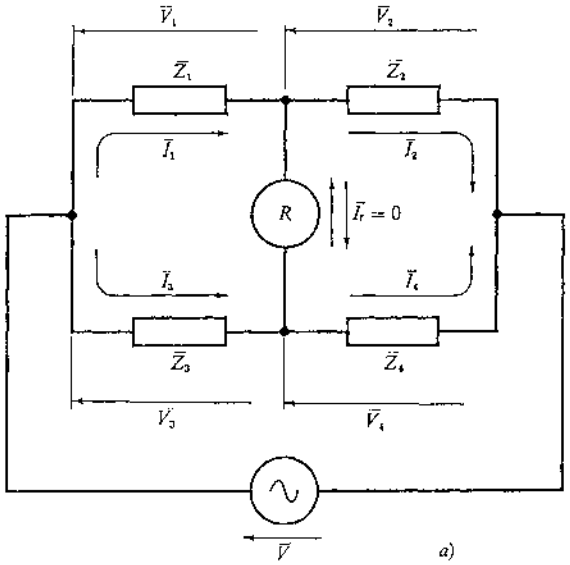
si ottiene, separando le ultime due

$$\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_4}$$

analogamente dalla (5.40.),

$$\frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_1} = \frac{\bar{I}_4}{\bar{I}_2} = \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_3} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_4} \quad \text{discende} \quad \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_3} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_4}$$

dalle quali si trae la (5.41.).
Questa relazione stabilisce che *all'equilibrio sono uguali i prodotti delle impedenze dei rami opposti*, prende il nome di *condizione di equilibrio* del ponte e rimane inalterata anche scambiando tra di loro le diagonali di alimentazione e di rivelazione (fig.5.22.*b*).



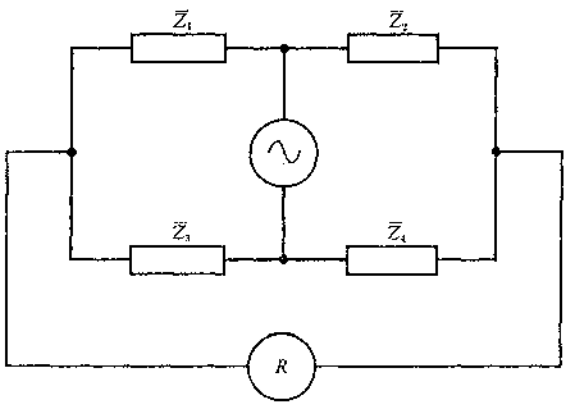


Figura 5.22. Struttura di ponte a quattro lati: in *b*) si sono scambiati generatore e rivelatore senza che ciò comporti un'alterazione della condizione d'equilibrio (eq. 5.41.).

Questa proprietà dei ponti è molto importante, strettamente connessa alla sensibilità del circuito: di volta in volta, dà all'operatore la possibilità di scegliere quale diagonale adoperare per la rivelazione al fine di poter inserire il rivelatore su quella ove si abbia la maggiore indicazione (§ 2.7.).
Vi sono dei casi nei quali è più comodo considerare le ammettenze dei rami del ponte; in essi l'equazione all'equilibrio diventa ovviamente

$$\bar{Y}_1 \bar{Y}_4 = \bar{Y}_2 \bar{Y}_3 . \qquad (5.42.)$$

Inoltre la scelta dei componenti campioni di riferimento è condizione determinante per la realizzazione di un ponte, in quanto debbono possedere elevati requisiti di purezza e stabilità. Indubbiamente i resistori ed i condensatori sono i bipoli che maggiormente soddisfano a questa esigenza, con preferenza degli ultimi quando si lavora a frequenze più elevate.

La (5.41.) è una relazione tra numeri complessi che può essere scissa in due relazioni scalari in modo che vengano posti in evidenza i moduli e gli argomenti,

$$Z_1 \exp[j\theta_1] \cdot Z_4 \exp[j\theta_4] = Z_2 \exp[j\theta_2] \cdot Z_3 \exp[j\theta_3]$$

da cui, per le note proprietà dei numeri complessi,

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \qquad (5.43.)$$

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 . \qquad (5.44.)$$

La (5.43.) può essere sempre soddisfatta assegnando opportuni valori ai parametri, *invece l'equazione delle fasi* (5.44.) *è molto più critica e pone limiti ben precisi alla scelta dei componenti da inserire nei 4 lati.* Per chiarire questo punto, si prendano in esame alcuni casi frequenti nei quali due lati siano costituiti da due resistori che si suppongono ideali: a seconda che vengano posti in lati adiacenti oppure opposti si hanno due configurazioni (fig. 5.23.*a* e *b*).
Osservando la fig. 5.23.*a*, dalla (5.44.), poiché è $\varphi_2 = \varphi_4 = 0°$, si ottiene

$$\varphi_1 = \varphi_3 \qquad (5.45.)$$

cioè il ponte raggiunge l'equilibrio quando la reattanza dell'elemento incognito ($\bar{Z}_1$) *è dello stesso segno* di quella del bipolo campione ($\bar{Z}_3$).
Nella fig. 5.23.*b* analogamente, $\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$ e poiché è $\varphi_2 = \varphi_3 = 0°$, risulta

$$\varphi_1 = -\varphi_4 . \qquad (5.46.)$$

L'equilibrio in questo caso è possibile soltanto quando la reattanza dell'impedenza incognita (sem-

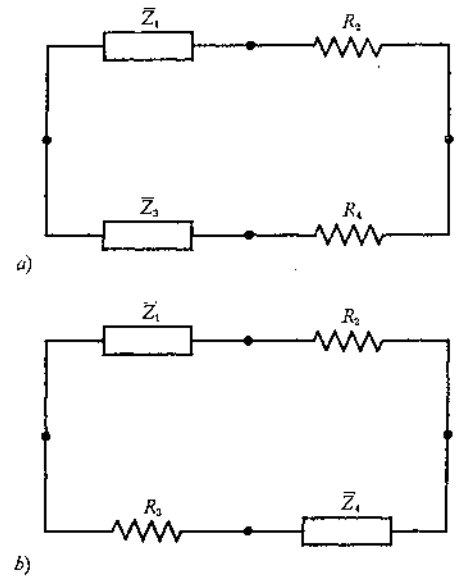


Figura 5.23. Le possibili configurazioni di un ponte con due lati resistivi sono: *a*) con lati resistivi adiacenti e reattanze dello stesso segno; *b*) con lati resistivi opposti e reattanze di segno contrario.

pre $\overline{Z}_1$) è *di segno opposto* a quella dell'elemento campione ($\overline{Z}_4$).

Per esempio, supponendo di aver a che fare con componenti ideali e con un'incognita puramente reattiva inserita nel primo ramo, qualora si disponga come elemento campione di una capacità, con lo schema di fig. 5.23.*a* il ponte può essere equilibrato soltanto se l'incognita è un condensatore, mentre con quello di fig. 5.23.*b* solamente se è un induttore. I due circuiti sono riportati rispettivamente in fig. 5.24.*a* e *b*). La (5.43.) fornisce immediatamente, all'equilibrio, i valori richiesti,

$$a)\quad C_x = \frac{R_4}{R_2}\cdot C_3; \qquad b)\quad L_x = R_2 R_3 \cdot C_4 . \qquad (5.47.)$$

Dalle (5.47.) si nota che i parametri incogniti C_x e L_x sono funzione della capacità campione tramite una costante. A queste costanti viene assegnato un valore decadico, generalmente compreso tra 10^{-3} e 10^{3}, al quale compete quindi l'ordine di grandezza dell'elemento incognito. La misura puntuale viene effettuata poi mediante variazione fine del condensatore campione (nei casi teorici di fig. 5.24.*a* e *b*).

In pratica però, quando si ha a che fare con componenti reali, oltre ai valori forniti dalle (5.47.), interessa conoscere anche il tangδ o il Q (oppure solamente le resistenze di perdita serie o parallelo) dei componenti in esame e le strutture di fig. 5.24. debbono essere modificate apportandovi le opportune correzioni al fine di ristabilire l'equilibrio delle fasi espresso dalla (5.44.). In tal modo l'incognita presenta due parametri ed analogamente anche ogni elemento. Occorre allora vedere se esistono dei criteri che indichino in quale modo scegliere tra le grandezze note che intervengono nella (5.41.) quelle da variarsi ai fini del raggiungimento dell'equilibrio; questi criteri sono essenzialmente due:

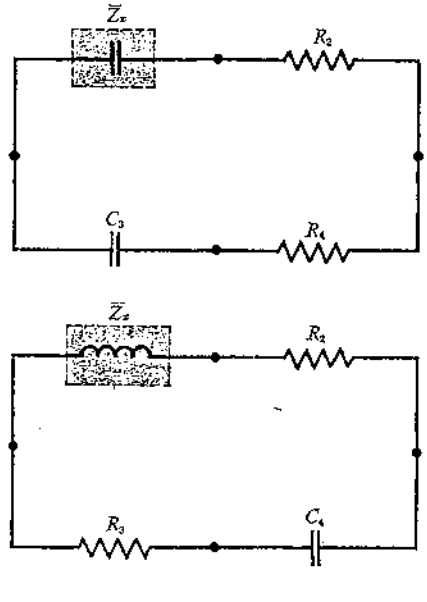


Figura 5.24. Esempi, con componenti ideali, relativi alla fig. 5.23.: *a*) $C_x = (R_4/R_2)C_3$; *b*) $L_x = R_2 R_3 C_4$.

a) *la lettura diretta dei due parametri incogniti*, in modo che ognuno dei parametri dell'incognita dipenda da uno soltanto dei due elementi variabili, e possa essere letto direttamente, a meno di un fattore di scala, sul quadrante dell'elemento variabile da cui dipendono. In tal modo si elimina ogni necessità di elaborazione aritmetica per pervenire ai risultati. È chiaro che conviene far sì che il fattore di scala possa variare di potenze del 10 per estendere il campo della misura.

Si verifica inoltre che la condizione per avere la lettura diretta è che il ponte sia a prodotto (oppure a rapporto) reale o immaginario, ma mai complesso (vedi § seguente);

b) *la rapidità di convergenza all'equilibrio del ponte*, in modo che, dalla condizione di squilibrio, possa essere portato all'equilibrio con il minor numero di regolazioni alternate dei due elementi variabili. Si dimostra che si perviene alla massima rapidità se gli elementi variabili costituiscono parte reale e parte immaginaria di uno stesso lato. In altri casi, la rapidità di convergenza può essere buona, anche se non la migliore. L'argomento viene ripreso nel § 2.8.

2.2. Lettura diretta delle incognite

I ponti si classificano in:

a) *ponti a rapporto*;

b) *ponti a prodotto*.

a) ponti a rapporto

Si scriva la (5.41.) sotto forma complessa, ponendo in evidenza l'impedenza incognita e considerando variabile la $\overline{Z}_3$ (fig. 5.22.)

$$R_x + jX_x = (R_3 + jX_3)\cdot\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_4} .$$

Se si vuole che ogni incognita (R_x e X_x) dipenda da uno solo dei due elementi variabili, è evidente che il rapporto $\overline{Z}_2/\overline{Z}_4$, non deve essere un numero complesso: esso deve risultare o reale oppure immaginario puro, e allora:

1) *se è reale e positivo*, cioè $\overline{Z}_2/\overline{Z}_4 = K$,

$$R_x = KR_3 \quad \text{e} \quad X_x = KX_3 \qquad (5.48.)$$

e nel caso in cui interessi conoscere il tangδ_x o il Q_x anziché le R di perdita, poiché per un ramo tipo serie è

$$\text{tang}\delta_x = \omega C_x R_x = \frac{R_x}{X_x}$$

oppure

$$Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{X_x}{R_x}$$

risulta, sostituendo le (5.48.),

$$X_x = KX_3\,, \quad \operatorname{tang}\delta_x = \frac{R_3}{X_3}\,. \tag{5.49.}$$

In questo caso, poiché X_3 compare in entrambe le relazioni, è più conveniente che siano variabili R_3 e K;

2) *se è immaginario*, cioè $\overline{Z}_2/\overline{Z}_4 = jK$, è:

$$R_x = -KX_3 \quad \text{e} \quad X_x = KR_3$$

e procedendo analogamente a quanto già esposto,

$$X_x = KR_3, \quad \operatorname{tang}\delta_x = -\frac{X_3}{R_3}\,. \tag{5.50.}$$

In queste ultime, comparendo R_3 in entrambe, per avere lettura diretta occorre variare X_3 e K.
Perché un ponte sia di questo tipo occorre quindi che $\overline{Z}_2$ e $\overline{Z}_4$ siano ambedue esclusivamente resistive o esclusivamente reattive (rapporto reale) oppure una resistiva e l'altra reattiva (rapporto immaginario).

b) ponti a prodotto

Scegliendo ora come ramo variabile il 4° della fig. 5.23.*b*, è

$$\overline{Z}_x = \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_4}\cdot\overline{Z}_3 = (\overline{Z}_2\cdot\overline{Z}_3)\cdot\overline{Y}_4\,.$$

Ripetendo ragionamenti analoghi a quelli effettuati per il caso precedente, risulta

$$R_x + jX_x = (\overline{Z}_2\cdot\overline{Z}_3)\cdot(G_4 + jB_4)\,.$$

Se si vuole avere R_x e X_x in funzione di uno solo dei due parametri variabili G_4 e B_4, il prodotto $\overline{Z}_2\cdot\overline{Z}_3$ deve essere reale o immaginario puro.
Se il ponte è *a prodotto reale*, cioè $\overline{Z}_2\overline{Z}_3 = K$, si ha

$$R_x = KG_4\,, \quad X_x = KB_4$$

se invece è *a prodotto immaginario*, $\overline{Z}_2\overline{Z}_3 = jK$, è

$$R_x = -KB_4\,, \quad X_x = KG_4$$

ed anche qui $\overline{Z}_2$ e $\overline{Z}_3$ debbono essere, nel primo caso, o entrambe esclusivamente resistive o esclusivamente reattive, oppure, nel secondo caso, una reattiva e l'altra resistiva.
Anche in questo caso è possibile giungere facilmente alla determinazione di $\operatorname{tang}\delta_x$ o di Q_x tramite il procedimento visto precedentemente e valgono rispettivamente, per il prodotto reale,

$$X_x = KB_4, \quad \operatorname{tang}\delta_x = \frac{G_4}{B_4} \tag{5.51.}$$

per il prodotto immaginario,

$$X_x = KG_4, \quad \operatorname{tang}\delta_x = -\frac{B_4}{G_4}\,. \tag{5.52.}$$

In entrambi i casi non è più conveniente avere G_4 e B_4 entrambi variabili perché uno dei due compare sia nella formula di X_x che in quella di $\operatorname{tang}\delta_x$. Occorrerà allora che vari K oltre a quello degli altri parametri che compare in una sola formula.

2.3. Schemi più usati di ponti in ac

Alla luce di quanto detto in precedenza, si può capire che esiste un numero elevatissimo di possibilità sulla realizzazione dello schema di un ponte in alternata. Tuttavia i più importanti, quelli che per le loro caratteristiche sono stati più utilizzati, sono in numero abbastanza limitato. *Si noti che in questi ponti, nelle relazioni all'equilibrio, non compare mai la frequenza.*

a) misura di capacità

1. *Ponte di Sauty-Wien* (fig. 5.25.)

In questo ponte la compensazione delle perdite dell'incognita viene effettuata sul ramo campione, tramite inserzione di R_3 al fine di ottenere $\varphi_x = \varphi_3$. Per questo circuito, la (5.41.) si scrive:

$$\left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x}\right)R_4 = R_2\left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}\right)$$

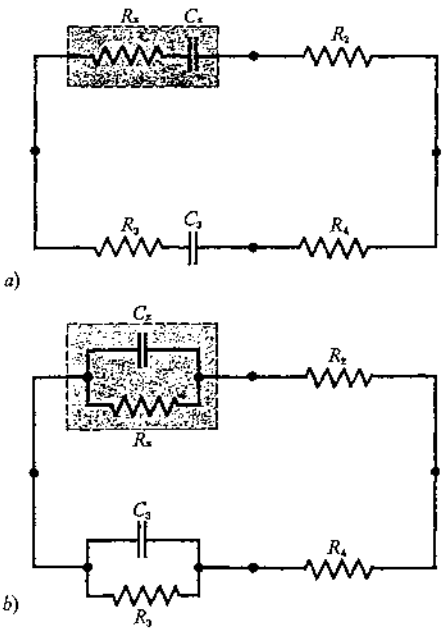


Figura 5.25. Ponte di Sauty-Wien per misure di condensatori di piccole perdite (*a*) e di perdite elevate (*b*).

ovvero

$$R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{R_2}{R_4}\left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}\right)$$

dalla quale si vede che si tratta di un ponte a rapporto reale. Separando le parti reali e quelle immaginarie si ottengono le

$$R_x = R_2\frac{R_3}{R_4}, \quad C_x = C_3\frac{R_4}{R_2}. \tag{5.53.}$$

In questo caso è conveniente avere come elementi variabili R_3 e C_3 in quanto agiscono su ciascun termine separatamente; inoltre la convergenza all'equilibrio è quella ottimale in quanto R_3 e C_3 sono parte reale e immaginaria dello stesso ramo. Se però interessa conoscere $\mathrm{tang}\delta_x$ e non la R_x, si ha

$$\mathrm{tang}\delta_x = \omega R_3 C_3, \quad C_x = C_3\frac{R_4}{R_2}. \tag{5.54.}$$

Poiché C_3 compare in entrambe le espressioni, è conveniente mantenerlo fisso e variare R_3 e R_4 (oppure R_2) che intervengono solo su di una espressione. Sicuramente dovrà variare la R_3 e, oltre ad essa la R_4, da preferirsi alla R_2 perché, essendo al numeratore, le sue variazioni sono concordi con quelle dell'incognita.
Di questo ponte esiste anche la versione con i due rami RC parallelo invece che in serie (fig. 5.25.*b*), preferito in genere quando si debbano misurare condensatori con perdite elevate, in quanto nello schema serie sarebbe necessario disporre di una R_3 troppo elevata (vedi pag. 273).
È uno dei ponti più usati nel campo delle audiofrequenze.

2. *Ponte di Schering* (fig. 5.26.)

La compensazione delle perdite dell'incognita si effettua rendendo leggermente capacitivo il 4° ramo, inserendo C_4 in parallelo alla R_4 al fine di ottenere $\varphi_x + \varphi_4 = \varphi_3$; si ha

$$R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{R_2}{j\omega C_3}\cdot\left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4\right)$$

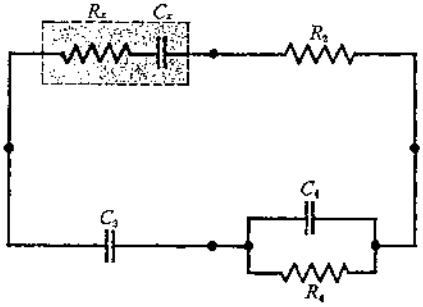


Figura 5.26. Ponte di Schering per misure su condensatori.

dalla quale si vede che si tratta di un ponte a prodotto immaginario. Separando le parti reali e le parti immaginarie:

$$R_x = R_2\frac{C_4}{C_3}, \quad C_x = \frac{R_4}{R_2}C_3. \tag{5.55.}$$

In questo caso è conveniente variare R_4 e C_4, ottenendo così lettura diretta e ottima convergenza all'equilibrio; ma poiché $\mathrm{tang}\delta_x = \omega R_x C_x$, sostituendo è

$$\mathrm{tang}\delta_x = \omega R_4 C_4, \quad C_x = \frac{R_4}{R_2}C_3. \tag{5.56.}$$

Volendo esprimere i risultati in funzione di $\mathrm{tang}\delta_x$ e C_x occorre variare C_4 per avere direttamente $\mathrm{tang}\delta_x$; per C_x si ha invece una certa libertà di scelta via via guidata dalle condizioni in cui ci si trova ad operare. Escludendo ora la variabilità di R_4, che verrebbe ad interferire con il $\mathrm{tang}\delta_x$, si possono variare R_2 oppure C_3. Quando ad es. il ponte di Schering viene impiegato per misure con alta tensione a bassa frequenza su materiali isolanti, dove non si possono realizzare capacità variabili (in quanto la tensione di lavoro può essere di centinaia e migliaia di volts e quindi elevato il rischio di innescare archi tra le armature), si fa variare la R_2, anche se in tal modo le sue variazioni non sono concordi con quelle dell'incognita. Viceversa si può variare C_3 nei ponti di Schering ad alta ed altissima frequenza (a bassa tensione), tramite condensatori in aria, che alle alte frequenze si comportano meglio dei resistori.
È l'unico tipo di ponte che permette misure oltre i 10 MHz con metodi di sostituzione (§ 2.6.).

b) misura di induttanza

1. *Ponte di Maxwell per il confronto tra induttori* (fig. 5.27.*a*)

Dall'equazione dell'equilibrio si vede che si tratta di un ponte a rapporto reale. Esplicitando,

$$R_x + j\omega L_x = \frac{R_2}{R_4}(R_3 + j\omega L_3)$$

e separando parte reale e parte immaginaria,

$$R_x = \frac{R_2}{R_4}R_3, \quad L_x = \frac{R_2}{R_4}L_3. \tag{5.57.}$$

Secondo i criteri enunciati appare chiaro che debbono essere variabili L_3 e R_3 ottenendo così sia lettura diretta, sia massima rapidità di convergenza all'equilibrio.
Se invece si vuole ottenere L_x e Q_x,

$$L_x = \frac{R_2}{R_4}L_3, \quad Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{\omega L_3}{R_3}. \tag{5.58.}$$

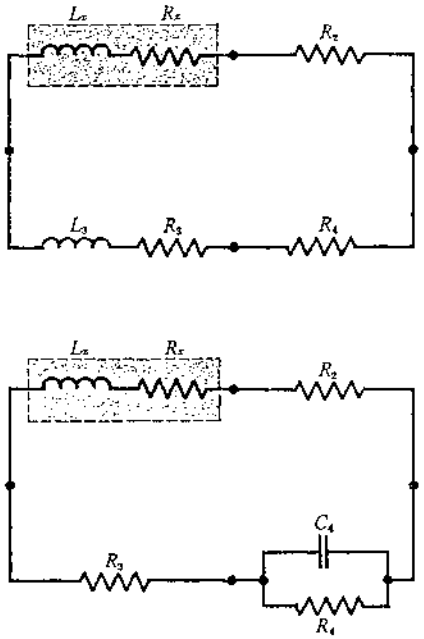


Figura 5.27. Ponte di Maxwell per misure su induttori per confronto: *a*) con un induttore campione; *b*) con un condensatore campione.

In questo caso dovranno variare R_2 o R_4 e R_3 con preferenza della prima e col vantaggio di non dover disporre di induttanze variabili, meno precise delle resistenze. Per incognite a Q elevato potrebbe essere impossibile l'equilibrio perché R_3 non può scendere al di sotto del valore della resistenza serie dell'induttore L_3. Occorre allora inserire una resistenza di valore noto in serie all'incognita.
Questo ponte, di cui esiste anche la versione coi rami degli induttori nella configurazione parallelo, viene usato in bassa frequenza.

2. *Ponte di Maxwell per il confronto tra induttore e condensatore* (fig. 5.27.*b*)

La compensazione delle perdite dell'incognita si effettua agendo sul 4° ramo, inserendo in parallelo al condensatore campione C_4 una resistenza R_4 al fine di ottenere $\varphi_x = -\varphi_4$; si ha $\overline{Z}_x = \overline{Z}_2 \overline{Z}_3 \overline{Y}_4$ che, esplicitata,

$$R_x + j\omega L_x = R_2 \cdot R_3 \cdot \left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4\right)$$

indica che si tratta di un ponte a prodotto reale. Risulta,

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}, \quad L_x = R_2 R_3 C_4 . \tag{5.59.}$$

In questo caso è bene scegliere variabili R_4 e C_4, in quanto R_2 e R_3 intervengono in entrambe le relazioni; con ciò è assicurata la lettura diretta e la massima rapidità di convergenza all'equilibrio (R_4 e C_4 parte reale ed immaginaria dello stesso lato).

Volendo invece $Q_x = \omega L_x / R_x$ si avrà

$$Q_x = \omega R_4 C_4 , \quad L_x = R_2 R_3 C_4 . \tag{5.60.}$$

È opportuno tener fissa C_4 (interviene in entrambe le relazioni) e si varia R_4 e poi R_2 o R_3 a piacere. In tal modo la R_4 può essere tarata direttamente in Q_x ($\omega C_4 = \text{cost.}$) e si può tarare la R_2 (oppure la R_3) in L_x.
Alcune considerazioni sui valori che usualmente possono darsi ai parametri: generalmente R_4 non è molto elevata, specie se variabile, né C_4 molto grande. Il prodotto $R_4 C_4$ è allora relativamente basso ed in tal modo è abbastanza difficile far sì che $R_4 \gg 1/\omega C_4$ ossia avere il ramo prevalentemente reattivo. Si arriva generalmente a qualche decina di gradi e perciò questo ponte è particolarmente adatto per le misure di bobine a basso Q.

3. *Ponte di Hay* (fig. 5.28.)

Con questo ponte si confronta una bobina incognita nello schema parallelo con un condensatore nello schema serie. Per le considerazioni fatte su R_4 e C_4 nel ponte di Maxwell (2.), il ponte di Hay si presta ad effettuare misure di bobine con Q elevato, copre cioè il campo di misura che lascia scoperto il ponte di Maxwell. Si vede facilmente che si tratta di un ponte a prodotto reale; conviene scrivere la (5.41.) in questa forma:

$$\overline{Y}_x = \frac{\overline{Z}_4}{\overline{Z}_2 \overline{Z}_3}$$

sviluppando:

$$\frac{1}{R_x} + \frac{1}{j\omega L_x} = \frac{1}{R_2 R_3}\left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}\right)$$

e separando parti reali e parti immaginarie:

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}, \quad L_x = R_2 R_3 C_4 . \tag{5.61.}$$

Anche in questo caso, volendo R_x e L_x, si fanno variare R_4 e C_4, con ottima convergenza all'equilibrio; viceversa, se occorre Q_x e L_x è

$$Q_x = \frac{1}{\omega R_4 C_4}, \quad L_x = R_2 R_3 C_4 \tag{5.62.}$$

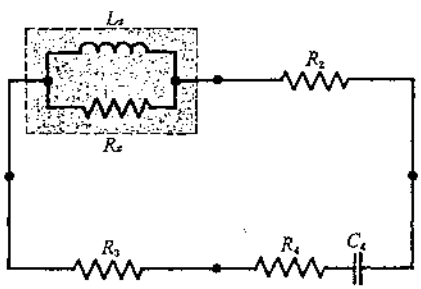


Figura 5.28. Ponte di Hay per misure su bobine a Q elevato e per misure di induttanze incrementali.

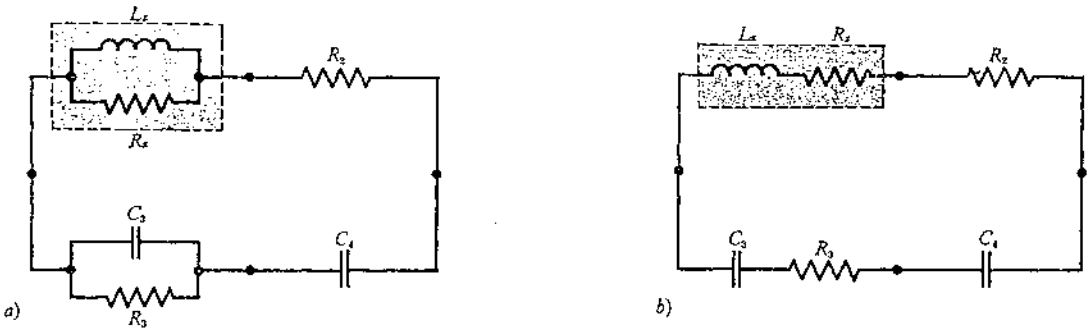


Figura 5.29. Ponte di Owen: *a*) per misure su induttori con nucleo ferromagnetico; *b*) in configurazione serie per la misura di induttanza incrementale.

e si varia R_4 per il Q_x e R_2 oppure R_3 per il valore di L_x.
È un ponte che può servire per le misure di *induttanza incrementale*, cioè per l'induttanza che presenta un induttore quando è sottoposto contemporaneamente ad un regime dinamico e ad un regime continuo. La componente continua di polarizzazione può essere inserita attraverso qualsiasi diagonale e non viene ad interessare tutto il ponte, in quanto viene bloccata da C_4; essa può essere misurata inserendo uno strumento in serie su di una diagonale senza disturbare quindi l'assetto dei 4 lati.

4. *Ponte di Owen* (fig. 5.29.*a*)

La compensazione delle perdite della bobina incognita si realizza ponendo una piccola capacità in parallelo alla resistenza R_3 per ottenere $\varphi_x = -(\varphi_4 - \varphi_3)$. Si tratta di un ponte a rapporto immaginario. Scrivendo la (5.41.) in questa forma:

$$\overline{Y}_x = \frac{\overline{Z}_4}{\overline{Z}_2} \cdot \overline{Y}_3$$

e sviluppando è:

$$\frac{1}{R_x} + \frac{1}{j\omega L_x} = \frac{1}{j\omega C_4 R_2}\left(\frac{1}{R_3} + j\omega C_3\right).$$

Separando parti reali e parti immaginarie:

$$R_x = \frac{C_4}{C_3} R_2 , \quad L_x = R_2 R_3 C_4 \qquad (5.63.)$$

per ottenere le quali si fa variabile la R_3 e la C_3. Ottima la convergenza all'equilibrio. Se interessa invece Q_x è:

$$Q_x = \frac{1}{\omega R_3 C_3} , \quad L_x = R_2 R_3 C_4 . \qquad (5.64.)$$

In questo caso invece gli elementi variabili sono C_3 per il Q_x e R_2 oppure C_4 per L_x. La convergenza all'equilibrio risulta buona.
Questo ponte si presta bene per misure su bobine aventi Q medi ed elevati, a frequenza industriale ed acustica, e quindi particolarmente su induttori con ferro. Viene impiegato anche per misura di *induttanza incrementale*. Di questo ponte esiste anche la versione con i rami 1 e 3 nella configurazione serie (fig. 5.29.*b*) ed anche in tal caso le relazioni (5.63.) e (5.64.) rimangono inalterate.

2.4. Effetti parassiti

Fino a questo momento si è considerato il ponte a 4 lati nella sua struttura teorica, senza tener conto dell'esistenza di fenomeni perturbatori che intervengono sempre nel suo funzionamento, rendendo più difficile e talvolta impossibile il raggiungimento dell'equilibrio e introducendo, in ogni caso, errori nella misura. Tali fenomeni sono dovuti alla presenza di parametri parassiti di vario genere, che si possono così classificare:

– *resistenze ed induttanze dei collegamenti*: in genere hanno influenza solo alle frequenze più elevate (oltre il MHz) oppure quando i componenti utili sono di piccolissima impedenza;

– *accoppiamenti induttivi*: la loro influenza aumenta al crescere della frequenza; si cerca di ridurli scegliendo accuratamente la posizione reciproca dei vari componenti, evitando la vicinanza con possibili sorgenti di disturbi e schermando sia i componenti più sensibili ai campi magnetici, sia quelli che li generano;

– *conduttanze di fuga*: nella maggior parte dei casi se ne eliminano gli effetti curando l'isolamento del ponte o ricorrendo a dispositivi di *guardia*;

– *capacità*: tra tutti i punti del circuito di misura tra i quali esista una differenza di potenziale e tra tutti questi punti e la massa (fig. 5.30.*a*). Sono proprio le capacità parassite a produrre i maggiori effetti perturbatori e quindi esigono un discorso più ampio.

È innanzitutto importante ricordare la loro natura tipicamente distribuita ed inoltre la dipendenza dalla

posizione relativa delle varie parti del circuito e dell'operatore. Particolarmente dannose sono le capacità che collegano direttamente il rivelatore al generatore escludendo il ponte.

Schermatura

A questi problemi si ovvia chiudendo ogni elemento del circuito (generatore, ponte, rivelatore) in un proprio schermo e collegando questi schermi tra di loro e a massa (fig. 5.30.*b*). È anche opportuno che almeno il generatore o il rivelatore abbiano un terminale a massa, ma se si vuole che entrambi lo abbiano occorre collegarli al ponte tramite trasformatori schermati.
Per quanto concerne il ponte vero e proprio, ciascun elemento di ogni lato va racchiuso in uno schermo che viene poi collegato ad uno dei terminali dell'elemento racchiuso (fig. 5.31.*b*).
Questi provvedimenti sono utili anche per ridurre gli accoppiamenti induttivi, ma soprattutto servono a rendere *concentrate e definite le capacità parassite.* Alcune di queste non hanno nessuna influenza negativa sul funzionamento del ponte: si tratta della capacità tra i vertici di alimentazione, che costituisce un carico per il generatore ma non crea particolari problemi, e di quella che è in parallelo al rivelatore e quindi può limitarne la sensibilità senza però inter-

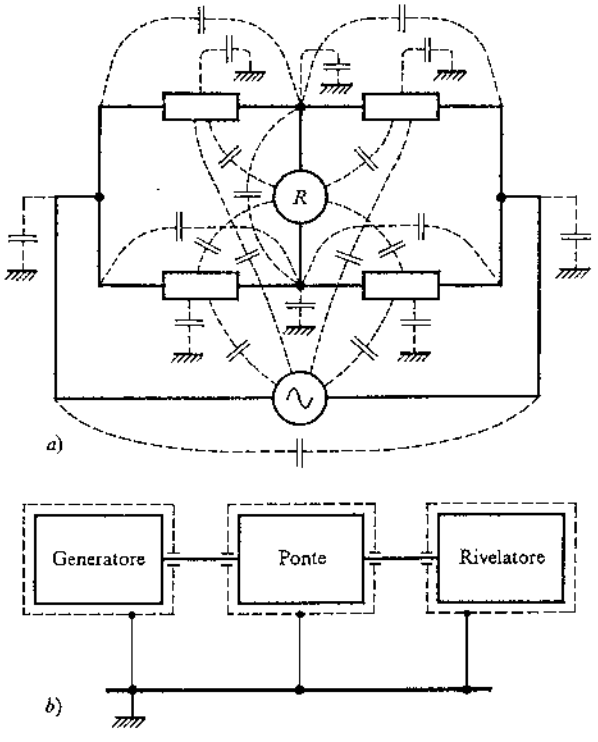


Figura 5.30. Capacità parassite in un ponte a quattro lati: *a*) ponte non schermato e senza massa; *b*) schema a blocchi generalizzato nel quale sono state eliminate, tramite schermatura e collegamento a massa, le influenze dannose delle capacità parassite tra i singoli blocchi.

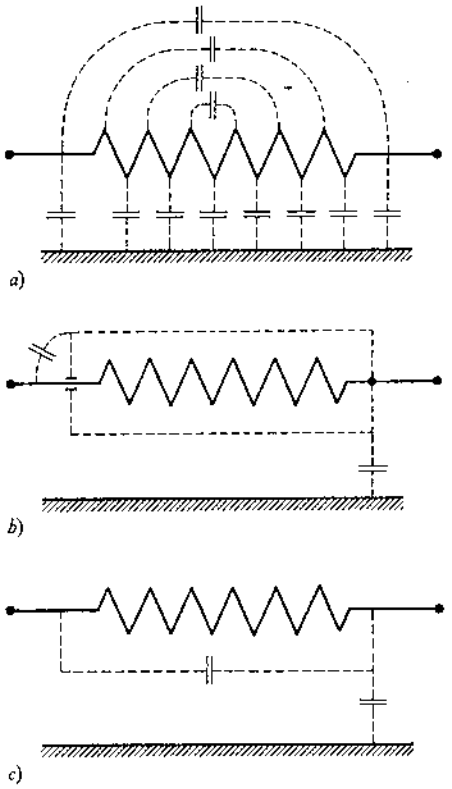


Figura 5.31. Resistore con tutte le possibili capacità distribuite (*a*); se il resistore viene chiuso in uno schermo collegato ad un terminale, le capacità risultano definite e concentrate (*b*); rappresentazione delle capacità parassite di un resistore schermato (lo schermo non è rappresentato) (*c*).

ferire nella condizione di equilibrio. In tal modo, dalla situazione illustrata nella fig. 5.30.*a*, il problema si riduce come rappresentato in fig. 5.32.*a* e inoltre non tutte le capacità rimaste hanno la stessa importanza.
Ricorrendo nuovamente a schermature, il numero delle capacità può essere ulteriormente ridotto: schermando due vertici opposti e ponendo questi schermi a massa (fig. 5.32.*b*), tutte le capacità in parallelo ad ogni lato si trasformano in capacità dei vertici rispetto a massa e ci si riduce quindi alla situazione di fig. 5.32.*c*.
D'ora innanzi, se si vuole eliminare l'effetto delle capacità rimanenti, occorre fare delle scelte, perché vi sono più strade da seguire.

Compensazione

1. *Ponendo a massa uno dei vertici*

Si supponga di mettere a massa il vertice di rivelazione D. Allora la capacità C_D risulta cortocircuitata e quindi non conta più. La capacità C_C si trova ora in parallelo al rivelatore e anch'essa non influisce più. Le rimanenti C_A e C_B saranno ora in parallelo alla $\overline{Z}_3$ e alla $\overline{Z}_4$ rispettivamente. Ci si è

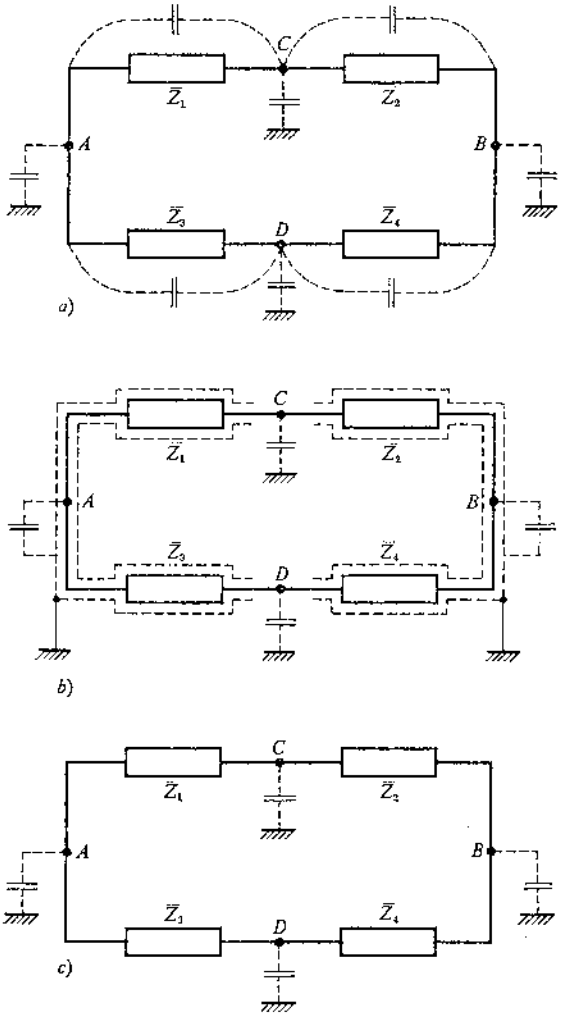


Figura 5.32. Riduzione delle capacità parassite in un ponte a quattro lati. Dopo aver schermato ogni lato la situazione è come in (*a*). In (*b*) si sono ulteriormente schermati i vertici opposti *A* e *B* e questi schermi sono stati posti a massa: in tal modo si perviene alla configurazione in (*c*) nella quale permangono solo capacità parassite tra i vertici e massa.

allora ricondotti alla situazione di fig. 5.33. nella quale i vari elementi sono contraddistinti dalle loro ammettenze. Restano i problemi connessi alle due capacità tra i vertici *A* e *D* ($\overline{Y}_3'$) e tra i vertici *B* e *D* ($\overline{Y}_4'$).

In taluni casi, per ponti di non grande precisione, se la frequenza non è troppo elevata e se $\overline{Y}_3$ e $\overline{Y}_4$ sono piuttosto grandi, si può ritenere che la perturbazione introdotta dalle ammettenze parassite sia trascurabile e tutto finisce qui.

Quando invece questa influenza non può essere trascurata occorre intervenire con una compensazione. Facendo riferimento alla fig. 5.33, si può scrivere l'equazione dell'equilibrio del ponte

$$\overline{Y}_1(\overline{Y}_4 + \overline{Y}_4') = \overline{Y}_2(\overline{Y}_3 + \overline{Y}_3')$$

da cui

$$\overline{Y}_1\,\overline{Y}_4 + \overline{Y}_1\,\overline{Y}_4' = \overline{Y}_2\,\overline{Y}_3 + \overline{Y}_2\,\overline{Y}_3'$$

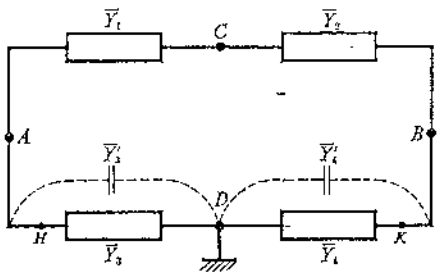


Figura 5.33. Eseguite le schermature di cui alla fig. 5.32., se si pone il vertice *D* a massa, restano ancora da eliminare le influenze delle due ammettenze indesiderate $\overline{Y}_3'$ e $\overline{Y}_4'$.

e quindi

$$\overline{Y}_1\,\overline{Y}_4 - \overline{Y}_2\,\overline{Y}_3 = \overline{Y}_1\,\overline{Y}_4' - \overline{Y}_2\,\overline{Y}_3'. \qquad (5.65.)$$

Dalla quale, se il secondo membro è uguale a zero, si ottiene

$$\overline{Y}_1\,\overline{Y}_4 = \overline{Y}_2\,\overline{Y}_3 \qquad (5.66.)$$

che è la solita equazione dell'equilibrio del ponte quando vi siano eliminate le influenze delle capacità parassite. Scopo della compensazione è allora quello di rendere uguale a zero il secondo membro della (5.65.) ovvero di far sì che

$$\overline{Y}_1\,\overline{Y}_4' = \overline{Y}_2\,\overline{Y}_3'. \qquad (5.67.)$$

Questa relazione non è altro che l'equazione dell'equilibrio del ponte che ha per lati $\overline{Y}_1$, $\overline{Y}_2$ e le due capacità parassite.

Si perviene alla compensazione ponendo un elemento variabile, che spesso può essere una piccola capacità, in parallelo o a $\overline{Y}_3'$ o a $\overline{Y}_4'$. Occorre eliminare le due ammettenze $\overline{Y}_3$ e $\overline{Y}_4$, per es. interrompendo il circuito nei punti *H* e *K*. Si ottiene così il ponte a cui si riferisce la relazione (5.67.) e si agisce sul compensatore fino a giungere all'equilibrio. Fatto ciò non ci si occupa più del problema delle capacità parassite perché il ponte è perfettamente compensato. Si ricollegano le ammettenze $\overline{Y}_3$ e $\overline{Y}_4$ che erano state escluse e si procede all'equilibrio del ponte principale $\overline{Y}_1$, $\overline{Y}_2$, $\overline{Y}_3$, $\overline{Y}_4$.

2. *Con tutti i vertici del ponte isolati*

Le capacità parassite dei vertici si riuniscono in un punto comune, che è la massa, costituendo dei collegamenti che si trovano in parallelo al generatore e al rivelatore (fig. 5.34.*a*). Ciò non procurerebbe alcun inconveniente se i due collegamenti *AMB* e *CMD* fossero indipendenti elettricamente: costituirebbero delle vie di corrente in parallelo a generatore e a rivelatore con nessuna ripercussione sull'equilibrio e la misura. Il rischio è che tramite la massa si stabilisca per es. un collegamento del

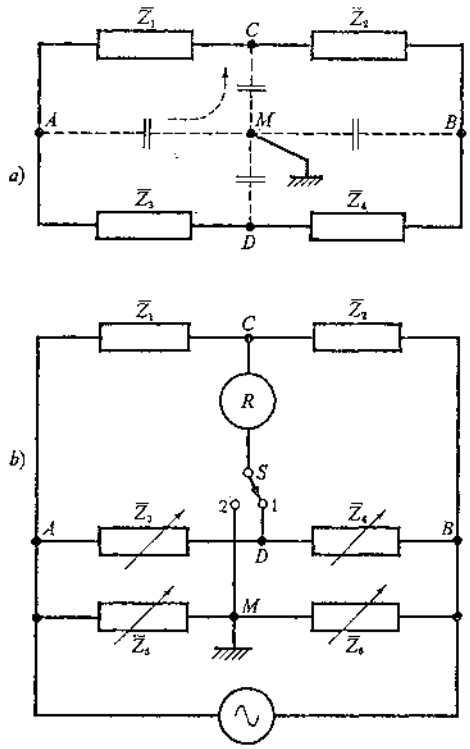


Figura 5.34. Ponte a quattro lati con vertici isolati: *a*) rappresentazione dell'effetto dannoso delle quattro capacità parassite; *b*) messa a terra di Wagner.

tipo *AMC* nel quale possa scorrere una corrente, mentre si è stabilito, per una corretta misura, che l'unica via tra *A* e *C* deve essere l'impedenza Z_1 (analogamente per gli altri vertici).
Si supera questo inconveniente ricorrendo ad una disposizione circuitale che va sotto il nome di messa a *terra di Wagner* (fig. 5.34.*b*) ed è realizzata inserendo altri due lati in parallelo al generatore e con vertice comune a massa. Il rivelatore, collegato a *C*, può essere commutato su *D* e su *M* alternativamente.
Si procede prima all'equilibrio del ponte principale $\overline{Z}_1$, $\overline{Z}_2$, $\overline{Z}_3$, $\overline{Z}_4$ ponendo il commutatore *S* in 1, fino ad arrivare ad un minimo dell'indicazione del rivelatore, agendo su $\overline{Z}_3$ e $\overline{Z}_4$. Quindi si commuta *S* in 2 e si procede all'equilibrio del ponte $\overline{Z}_1$, $\overline{Z}_2$, $\overline{Z}_5$, $\overline{Z}_6$, regolando $\overline{Z}_5$ e $\overline{Z}_6$, e si continua alternando il rivelatore nelle due posizioni. Infatti le due operazioni di equilibrio non sono indipendenti e quindi si giunge alla condizione in cui entrambi i ponti sono equilibrati dopo un certo numero di manovre.
Fatto ciò, i punti *C* e *D* risultano a potenziale di massa pur non essendo elettricamente a massa. Perciò le capacità parassite poste tra *C* e massa e tra *D* e massa risulteranno inattive perché la d.d.p. ai loro capi è nulla. Invece le capacità tra *A* e massa e tra *B* e massa risultano in parallelo alle impedenze $\overline{Z}_5$ e $\overline{Z}_6$ rispettivamente e quindi non entrano nella misura vera e propria.

Vantaggi e svantaggi dei due tipi di compensazione

Nel primo caso, essendo $\overline{Y}_3'$ e $\overline{Y}_4'$ costituite da capacità pure, il loro rapporto è reale. Ciò pone limitazioni alla natura dei lati del ponte che si vuole compensare. Infatti dalla (5.67.) anche $\overline{Y}_1/\overline{Y}_2$ dovrà essere reale e per la (5.66.) anche $\overline{Y}_3/\overline{Y}_4$. Risulterà quindi un ponte meno flessibile, inoltre la precisione della misura è condizionata dalla bontà della messa a punto iniziale e poi dalla sua stabilità nel tempo; quindi, o ci si fida delle caratteristiche del ponte o si fanno dei controlli periodici.
Nel caso della terra di Wagner questo problema non esiste, in quanto la compensazione si verifica volta per volta, eliminando quindi la possibilità di errore. Inoltre, con la compensazione di cui al punto 2, è possibile effettuare anche misure su elementi a tre terminali. Ciò è importante quando si ha a che fare con componenti schermati, perché ci si può ridurre ad una rete come in fig. 5.35., della quale si può misurare l'impedenza diretta tra due vertici senza curarsi di ciò che accade agli altri due lati.

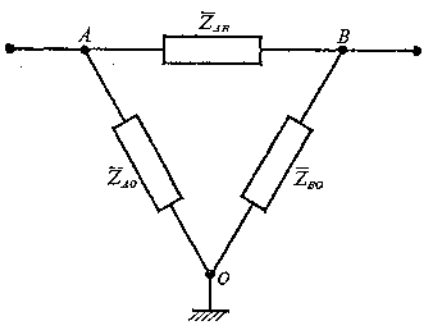


Figura 5.35. Circuito equivalente di un bipolo schermato.

Lo svantaggio è la maggior laboriosità della misura, perché è necessaria una successione alternata di equilibri ed anche la rete è di una maggiore complessità.
Naturalmente, tutti i metodi descritti per la compensazione delle ammettenze parassite possono essere applicati ai ponti visti nel paragrafo precedente.

2.5. Schemi derivati dal ponte a 4 lati

a) ponti ad amplificatore

Vi sono alcuni tipi di ponti derivati dal ponte a 4 lati che permettono di sveltire notevolmente la misura, riunendo in sé i vantaggi di ambedue i sistemi di compensazione, dando altresì la possibilità di porre direttamente a massa, senza l'impiego di tra-

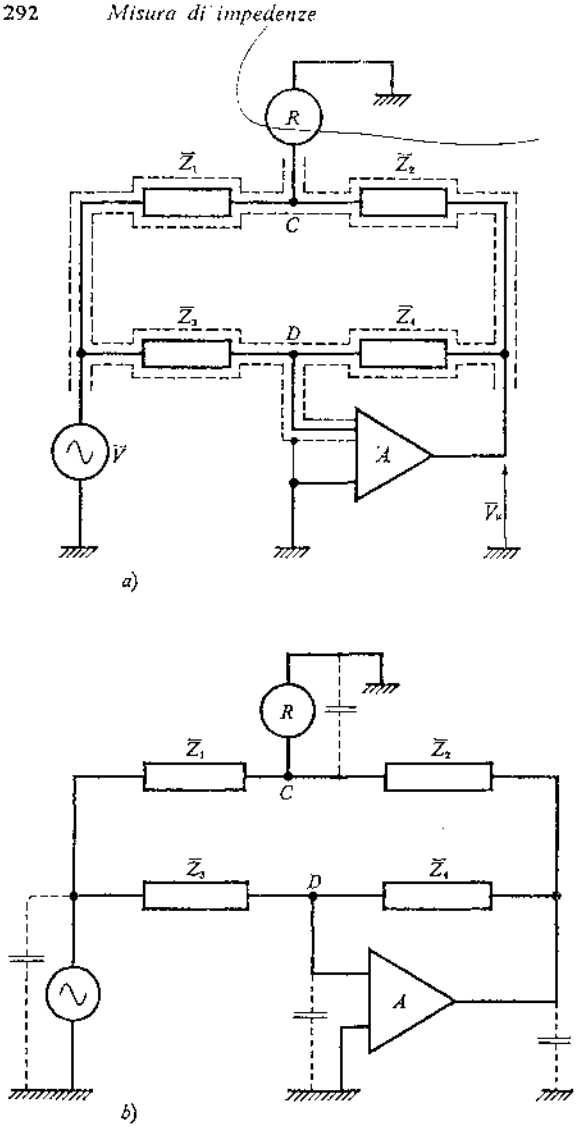


Figura 5.36. Ponte ad amplificatore: *a*) schema costruttivo; *b*) disposizione delle capacità parassite dopo la schermatura.

sformatori, sia il generatore che il rivelatore; essi sono i ponti ad amplificatore e lo schema è quello riportato in fig. 5.36.*a*.
Nell'ipotesi che il guadagno dell'amplificatore tenda all'infinito, la tensione di uscita vale $\overline{V}_u = -\overline{V}(\overline{Z}_4/\overline{Z}_3)$ con il punto D che può essere considerato praticamente a massa (massa virtuale). Affinché sussista l'equilibrio del ponte deve essere $\overline{V}_{CD} = 0$, e quindi anche il vertice C è a potenziale di massa.
È allora possibile scrivere

$$\frac{\overline{V}}{\overline{Z}_1} = -\frac{\overline{V}_u}{\overline{Z}_2}$$

e sostituendo a V_u la sua espressione:

$$\frac{\overline{V}}{\overline{Z}_1} = \frac{\overline{V}}{\overline{Z}_2\overline{Z}_3}\cdot\overline{Z}_4 .$$

Eliminando $\overline{V}$ si nota che il circuito soddisfa alla condizione generale di equilibrio dei ponti, $\overline{Z}_1\overline{Z}_4 = \overline{Z}_2\overline{Z}_3$.
Se si fanno tutti i collegamenti in cavetto schermato e lo schermo viene posto a massa, si realizza automaticamente la situazione di fig. 5.32.*c*, pur mantenendo una struttura assai semplice.
Ma le ammettenze verso massa dei 4 vertici del ponte (fig. 5.36.*b*) non influenzano l'equilibrio in quanto:

1) due di esse si trovano direttamente in parallelo al generatore ed al rivelatore;

2) l'ammettenza verso massa del punto D si ripercuote in parallelo a $\overline{Z}_4$ più piccola di A volte e quindi è sufficiente sia contenuta entro certi limiti (in rapporto al valore di $\overline{Z}_4$) per non dare luogo ad errori apprezzabili;

3) l'ammettenza verso massa sull'uscita dell'amplificatore rappresenta per esso soltanto un carico e quindi è sufficiente che sia contenuta entro limiti accettabili, in modo che non ne soffra il valore di A o la stabilità del circuito.

Il ponte si equilibra poi come un ponte ordinario e lo si impiega molto vantaggiosamente nei limiti di approssimazione e frequenza entro i quali è possibile disporre di un amplificatore adatto. Possono inoltre essere misurate impedenze a tre morsetti inserendole in $\overline{Z}_1$ senza prendere particolari provvedimenti per compensare gli effetti delle due ammettenze verso massa.

b) ponti a trasformatore

Una versione che sta ottenendo molti favori è quella del ponte a trasformatore, che viene adottata in apparecchiature commerciali. Ve ne sono di varia forma, ma si può ritenere che i tipi fondamentali siano quelli riportati nella fig. 5.37.
Cure particolari debbono essere poste nella realizzazione del trasformatore: i due avvolgimenti primari (*b*) e i due secondari (*a*) debbono essere costruiti con spire uguali e ugualmente spaziate, in modo da realizzare una situazione nella quale il rapporto tra le tensioni a vuoto, le cadute ohmiche (e le resistenze) è uguale al rapporto tra le spire. Non si può avere anche l'eguaglianza delle reattanze distribuite, ciò che comporterebbe il numero di spire eguale al rapporto delle tensioni a carico, ma ci si accontenta di ottenere cadute molto piccole su tali reattanze, curando l'aspetto tecnologico del trasformatore: materiali ad elevata permeabilità, nuclei toroidali, ...
Nei limiti di frequenza e di precisione in cui tutto ciò si può considerare realizzato, si ha che

$$\frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z}_2} = \frac{N_1}{N_2} .$$

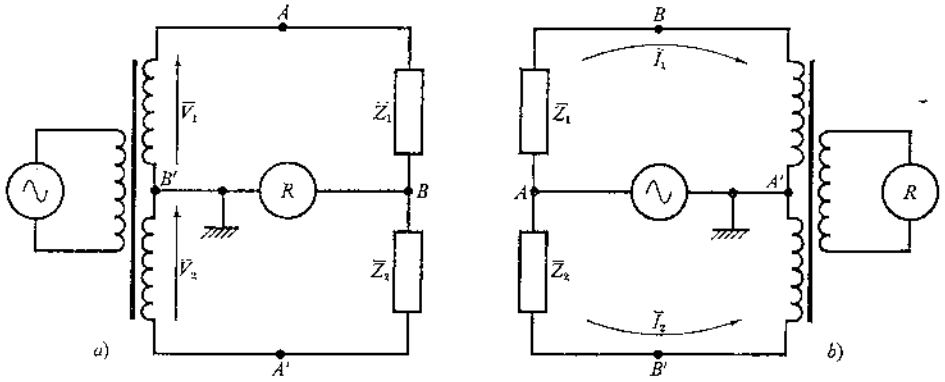


Figura 5.37. Schemi di ponti a trasformatore: *a*) a rapporto di tensione; *b*) a rapporto di corrente.

Appare chiaro allora come nella misura si debba poter disporre della regolazione di N_1/N_2 realizzando trasformatori a rapporti di spire commutabili, per ottenere variazioni di portata ed inoltre di un'impedenza campione variabile $\overline{Z}_2$ per equilibrare il ponte. Naturalmente un ponte così fatto non ha certamente una grande flessibilità in quanto, essendo N_1/N_2 un numero reale, è necessario che $\overline{Z}_1$ e $\overline{Z}_2$ abbiano lo stesso argomento.

D'altro canto gli schemi a trasformatore assicurano grande stabilità nel valore del rapporto N_1/N_2 ed inoltre, ponendo a massa uno dei vertici del ponte dove si suddivide nelle due sezioni l'avvolgimento del trasformatore, due delle capacità parassite dei vertici verso massa risultano fuori causa, le altre due vanno in parallelo alle due sezioni del trasformatore e, basta che non abbiano valori eccezionalmente elevati, non influiscono apprezzabilmente nella misura. È quindi possibile perciò fare misure su componenti a tre morsetti.

Questi ponti vengono utilizzati, con metodo diretto o di sostituzione in bassa frequenza, al limite fino a 100 kHz, ma esistono anche versioni derivate da questo principio che si spingono alle radiofrequenze (naturalmente il trasformatore in questi casi è in aria).

2.6. Ponti per radiofrequenze

I ponti finora studiati consentono misure di precisione accettabile alle basse frequenze; al massimo si può arrivare in qualche caso fino ai 10 MHz.

Le cause di ciò sono essenzialmente le seguenti:

a) al crescere della frequenza oltre un certo limite non si possono più usare campioni di resistenza variabili, ma occorre affidarsi esclusivamente a condensatori;

b) continuano a valere tutte le considerazioni fatte a proposito delle capacità parassite, ma ora anche tutti gli altri fenomeni parassiti che in B.F. potevano essere trascurati, acquistano un'importanza tale che occorre assolutamente tenerne conto. Basta pensare alla impedenza dei collegamenti, nella quale la resistenza cresce con la frequenza per effetto pelle e la reattanza induttiva cresce linearmente con la frequenza.

Per tutti questi ed altri motivi ancora, i ponti a radiofrequenza vengono in genere costruiti con una certa molteplicità di indirizzi, ma con alcuni punti fermi:

1) viene sempre adottato il *metodo* di misura *di sostituzione* che ha il pregio di annullare quasi completamente l'intervento dei fenomeni parassiti nella misura;

2) ci si rivolge direttamente o con qualche modifica allo schema del ponte di Schering che ha il grande vantaggio di portare alla condizione d'equilibrio agendo solo su condensatori.

Metodo di sostituzione

Il principio del metodo di sostituzione è assai semplice: una volta equilibrato il ponte con l'incognita si sostituisce ad essa un elemento variabile noto (campione) e, agendo su quest'ultimo, si riporta il ponte all'equilibrio. In tal modo la precisione della misura dipende soltanto dalla precisione con la quale si conosce l'elemento campione e non è influenzata dalla precisione dei componenti del ponte né dalla presenza di parametri parassiti i quali debbono soltanto soddisfare alla condizione di non variare di valore per tutta la durata della misura per effetto di cause esterne.

Questo modo di procedere non è però sempre conveniente in ac e diviene impossibile a frequenze elevate in quanto occorrerebbe una impedenza variabile sia nella parte reattiva che in quella ohmica, cosa questa di poco affidamento, in quanto si è già detto che gli unici componenti utilizzabili con sicurezza in R.F. sono i condensatori.

Si segue allora un metodo di sostituzione di tipo misto, adattato al ponte di Schering che consente la misura sia di condensatori che di induttori. Lo schema di principio è rappresentato in fig. 5.38.*a*.

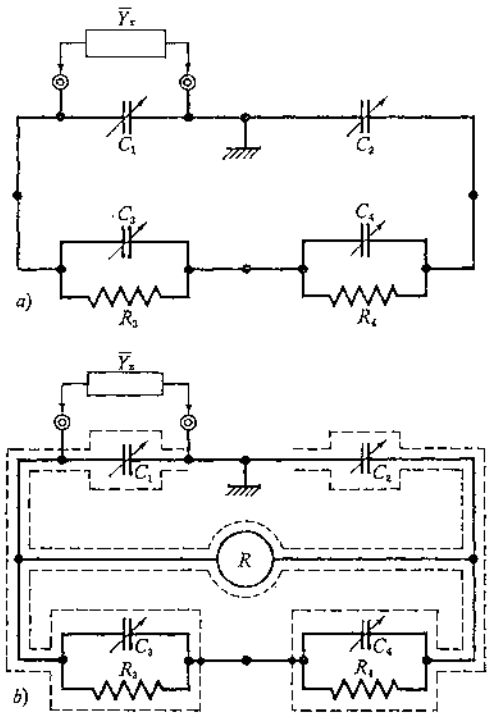


Figura 5.38. Ponte di Schering per R.F.: *a*) schema di principio; *b*) disposizione degli schermi per l'eliminazione dell'influenza delle capacità parassite.

Le capacità C_1 e C_2 sono dei condensatori variabili in aria di ottima qualità e di esse è sufficiente che la sola C_1 sia graduata con precisione.
R_3 e R_4 sono due resistori il più possibilmente uguali con costante di tempo la più piccola possibile e C_3 e C_4 due compensatori in aria di piccolo valore (di cui solo C_4 graduato) in modo che per ciascuno dei due rami sia valida in qualsiasi momento la

$$\omega^2 R_i^2 C_i^2 \ll 1 . \tag{5.68.}$$

L'impiego del ponte avviene come segue: con incognita disinserita si assegna a C_1 un valore opportuno ed a C_4 un valore convenzionale di zero e si agisce su C_2 e C_3 per ottenere l'equilibrio; in tal caso è

$$j\omega C_1\left(\frac{1}{R_4}+j\omega C_4\right)=j\omega C_2\left(\frac{1}{R_3}+j\omega C_3\right). \tag{5.69.}$$

A questo punto si inserisce l'ammettenza incognita $\bar{Y}_x = G_x + jB_x$ in parallelo a C_1 e si equilibra nuovamente il ponte agendo questa volta su C_4 e C_1; si avranno di conseguenza due nuovi valori di C_1 e C_4 che ristabiliscono l'equilibrio, rispettivamente

$$C_1' = C_1 + \Delta C_1 \quad \text{e} \quad C_4' = C_4 + \Delta C_4 .$$

Vale allora la

$$[G_x + jB_x + j\omega(C_1+\Delta C_1)]\cdot\left[\frac{1}{R_4}+j\omega(C_4+\Delta C_4)\right] = \\ = j\omega C_2\left(\frac{1}{R_3}+j\omega C_3\right). \tag{5.70.}$$

Poiché i secondi membri delle (5.69.) e (5.70.) sono uguali, si possono eguagliare i primi membri:

$$j\omega C_1\left(\frac{1}{R_4}+j\omega C_4\right)=[G_x+jB_x+j\omega(C_1+\Delta C_1)]\cdot \\ \cdot\left[\frac{1}{R_4}+j\omega(C_4+\Delta C_4)\right]. \tag{5.71.}$$

dalla quale con ovvii passaggi, eguagliando le parti immaginarie, si ottiene

$$\omega G_x C_4+\frac{B_x+\omega\Delta C_1}{R_4}+\omega G_x\Delta C_4=0$$

da cui

$$B_x = -\omega R_4(C_1+\Delta C_4)G_x-\omega\Delta C_1 .$$

Ma se l'incognita è prevalentemente reattiva ($G_x \to 0$) e tenuto conto della (5.68.), risulta

$$B_x \simeq -\omega\Delta C_1 . \tag{5.72.}$$

Se B_x è dovuta ad una capacità, allora C_1 dovrà essere diminuita, mentre occorre aumentarla se si misura una induttanza, ottenendo quindi

$$C_x = -\Delta C_1 , \quad L_x = \frac{1}{\omega^2\Delta C_1} . \tag{5.73.}$$

Eguagliando le parti reali e utilizzando la (5.72.) risulta

$$G_x = \omega^2 R_4 C_1 \Delta C_4 \tag{5.74.}$$

mentre per avere le perdite, a seconda che l'incognita sia di tipo capacitivo o induttivo è,

$$\frac{1}{Q_x} = \operatorname{tang}\delta_x = \frac{G_x}{B_x} = \frac{\omega^2 R_4 C_1 \Delta C_4}{\omega\Delta C_1} = \\ = \omega R_4 \Delta C_4 \frac{C_1}{\Delta C_1} . \tag{5.75.}$$

Osservando le relazioni che forniscono i parametri incogniti si nota che vi compaiono:
– la variazione di C_4,
– il valore iniziale e la variazione di C_1;
è necessario di conseguenza eliminare la presenza di capacità parassite che falserebbero le misure. Per effettuare ciò si può ricorrere al circuito di fig. 5.38.*b* dove i vertici della diagonale di rivelazione (che non ha punti a massa) vengono schermati e gli schermi collegati al vertice della diagonale di alimentazione opposto alla massa. In tal modo le capacità parassite si sommano a C_3 e C_4 e debbono essere sufficientemente piccole da soddisfare sempre la (5.68.) che, d'altra parte, deve mantenersi tale anche al variare della frequenza. Perciò è indispensabile effettuare una variazione, generalmente decadica, delle R_3 e R_4, per ogni decade di frequenza.

È necessario inoltre che il rivelatore acceda al ponte tramite un trasformatore schermato quale quello indicato nel § 2.10.

2.7. Sensibilità del ponte a 4 lati

Il ponte a 4 lati è un circuito per la misura di impedenze, perciò per *sensibilità di un ponte* deve evidentemente intendersi *la più piccola variazione di impedenza che il circuito è in grado di misurare*.
Ci si propone ora di trovarne il valore, essendo uno degli elementi in base ai quali è possibile valutarne le prestazioni.
A tale scopo, si prenda in esame il ponte di fig. 5.39.*a*, e si indichi con $\overline{Z}_1$, $\overline{Z}_2$, $\overline{Z}_3$, $\overline{Z}_4$ quei valori delle quattro impedenze che conducono il ponte all'equilibrio. In queste condizioni, ovviamente, la tensione V_r tra i morsetti C e D vale:

$$\overline{V}_r = \left[\frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z}_1+\overline{Z}_2} - \frac{\overline{Z}_3}{\overline{Z}_3+\overline{Z}_4}\right]\cdot \overline{V} = 0\,. \tag{5.76.}$$

Si ponga l'attenzione sul fattore tra parentesi che per comodità verrà indicato con

$$F(\overline{Z}) = \frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z}_1+\overline{Z}_2} - \frac{\overline{Z}_3}{\overline{Z}_3+\overline{Z}_4} = 0\,. \tag{5.77.}$$

Se ora ci si pone nelle seguenti condizioni:
– il rivelatore di zero ha impedenza interna infinita,
– si alterano leggermente i valori delle 4 impedenze, in modo che il ponte non sia più all'equilibrio, risulterà:

$$\overline{V}_{r_0} = \left[\frac{\overline{Z}_1+\Delta\overline{Z}_1}{(\overline{Z}_1+\Delta\overline{Z}_1)+(\overline{Z}_2+\Delta\overline{Z}_2)} - \frac{\overline{Z}_3+\Delta\overline{Z}_3}{(\overline{Z}_3+\Delta\overline{Z}_3)+(\overline{Z}_4+\Delta\overline{Z}_4)}\right]\cdot\overline{V} \neq 0\,. \tag{5.78.}$$

Per analogia a quanto fatto in precedenza si avrà:

$$F(\overline{Z}+\Delta\overline{Z}) = \frac{\overline{Z}_1+\Delta\overline{Z}_1}{(\overline{Z}_1+\Delta\overline{Z}_1)+(\overline{Z}_2+\Delta\overline{Z}_2)} - \frac{\overline{Z}_3+\Delta\overline{Z}_3}{(\overline{Z}_3+\Delta\overline{Z}_3)+(\overline{Z}_4+\Delta\overline{Z}_4)} \neq 0\,. \tag{5.79.}$$

Dalla definizione di derivata:

$$F'(\overline{Z}) = \lim_{\Delta\overline{z}\to 0}\frac{F(\overline{Z}+\Delta\overline{Z})-F(\overline{Z})}{\Delta\overline{Z}} \tag{5.80.}$$

discende che

$$F(\overline{Z}+\Delta\overline{Z}) \simeq F(\overline{Z}) + F'(\overline{Z})\cdot\Delta\overline{Z} \tag{5.81.}$$

e l'approssimazione è tanto migliore quanto più piccoli sono gli scostamenti $\Delta\overline{Z}$ delle impedenze dai valori che determinano l'equilibrio del ponte. Dalla (5.81.), tenuto conto della (5.77.), risulta:

$$F(\overline{Z}+\Delta\overline{Z}) = F'(\overline{Z})\cdot\Delta\overline{Z}\,. \tag{5.82.}$$

Eseguiti i calcoli indicati dalla (5.82) ed introdotto il risultato nella (5.78.), si avrà [1]:

$$\overline{V}_{r_0} \simeq \left[\frac{\overline{Z}_2\Delta\overline{Z}_1-\overline{Z}_1\Delta\overline{Z}_2}{(\overline{Z}_1+\overline{Z}_2)^2} - \frac{\overline{Z}_4\Delta\overline{Z}_3-\overline{Z}_3\Delta\overline{Z}_4}{(\overline{Z}_3+\overline{Z}_4)^2}\right]\overline{V} \simeq \tag{5.83.}$$

$$\simeq \left[\frac{\overline{Z}_1\overline{Z}_2}{(\overline{Z}_1+\overline{Z}_2)^2}\left(\frac{\Delta\overline{Z}_1}{\overline{Z}_1} - \frac{\Delta\overline{Z}_2}{\overline{Z}_2}\right) - \frac{\overline{Z}_3\overline{Z}_4}{(\overline{Z}_3+\overline{Z}_4)^2}\left(\frac{\Delta\overline{Z}_3}{\overline{Z}_3} - \frac{\Delta\overline{Z}_4}{\overline{Z}_4}\right)\right]\cdot\overline{V} \simeq \tag{5.84.}$$

$$\simeq \frac{\overline{Z}_1\overline{Z}_2}{(\overline{Z}_1+\overline{Z}_2)^2}\left(\frac{\Delta\overline{Z}_1}{\overline{Z}_1} - \frac{\Delta\overline{Z}_2}{\overline{Z}_2} - \frac{\Delta\overline{Z}_3}{\overline{Z}_3} + \frac{\Delta\overline{Z}_4}{\overline{Z}_4}\right)\cdot\overline{V}\,. \tag{5.85.}$$

Se ora si indica con $\overline{A}$ il rapporto tra due impedenze che convergono in uno stesso vertice di rivelazione, cioè

$$\overline{A} = \frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z}_2} \tag{5.86.}$$

si ha:

$$\overline{V}_{r_0} = \frac{\overline{A}}{(1+\overline{A})^2}\left(\frac{\Delta\overline{Z}_1}{\overline{Z}_1} - \frac{\Delta\overline{Z}_2}{\overline{Z}_2} - \frac{\Delta\overline{Z}_3}{\overline{Z}_3} + \frac{\Delta\overline{Z}_4}{\overline{Z}_4}\right)\cdot\overline{V}\,. \tag{5.87.}$$

Si vede dalla (5.87.) che per un dato ponte, scostamenti relativi uguali in valore assoluto dei 4 lati hanno lo stesso effetto sul valore di $\overline{V}_{r_0}$: i lati opposti agiscono però concordemente, mentre quelli adiacenti in modo discorde.
Nel caso in cui si abbia uno scostamento $\Delta\overline{Z}/\overline{Z}$ in un solo lato, si avrà

$$\overline{V}_{r_0} = \frac{\overline{A}}{(1+\overline{A})^2}\overline{V}\frac{\Delta\overline{Z}}{\overline{Z}} \tag{5.88.}$$

e per quello che riguarda il modulo,

$$V_{r_0} = \frac{A}{|1+\overline{A}|^2}V\frac{\Delta Z}{Z}\,. \tag{5.89.}$$

Lo studio svolto finora sulla sensibilità di un ponte non è il più generale possibile. Infatti è basato sul presupposto che il rivelatore abbia impedenza interna infinita: è questa un'ipotesi che, soprattutto per quanto si riferisce ai ponti in alternata è quasi sempre verificata con buona approssimazione (vedi § 2.10.). Qualora però si voglia tener conto del fatto che tale impedenza è finita e di valore $\overline{Z}_r$, occorre determinare $\overline{Z}'_r$, cioè l'impedenza del ponte in prossimità dell'equilibrio, tra i morsetti di rivelazione C e D. Si avrà, considerando in c.c. [2] la

---

[1] Alla stessa espressione si perviene in modo più elementare, ma più lungo e noioso, a partire dalla (5.78.) unificando i denominatori ed apportando le approssimazioni che conseguono dall'avere delle $\Delta\overline{Z}$ molto piccole.
[2] Si sarebbe potuto considerare aperta la diagonale di alimentazione perché, essendo il ponte praticamente all'equilibrio, i due punti A e B possono essere considerati equipotenziali, ottenendo un'espressione diversa ma sostanzialmente equivalente.

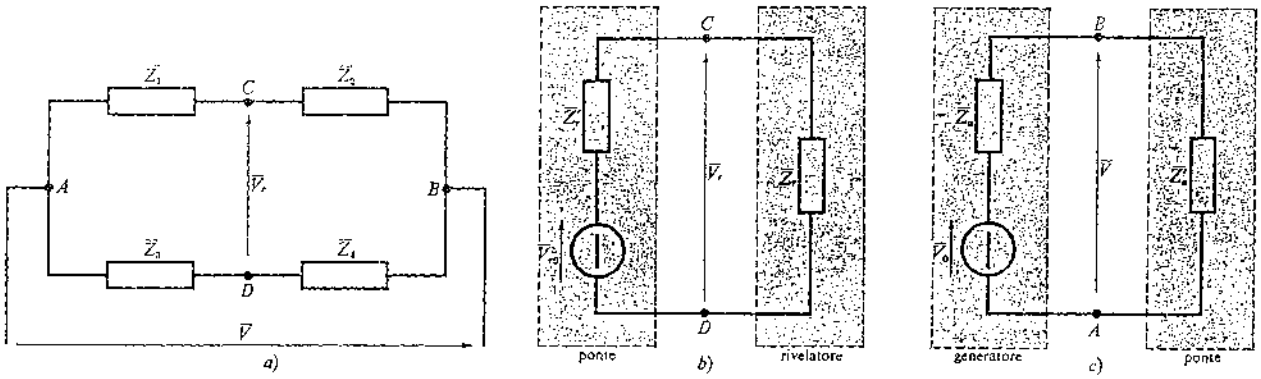


Figura 5.39. Studio della sensibilità: *a*) schema del ponte; suo circuito equivalente visto dai morsetti del rivelatore (*b*) e del generatore (*c*).

diagonale di alimentazione:

$$\overline{Z}'_r = \frac{\overline{Z}_1 \overline{Z}_2}{\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2} + \frac{\overline{Z}_3 \overline{Z}_4}{\overline{Z}_3 + \overline{Z}_4}. \qquad (5.90.)$$

Nota $\overline{Z}'_r$, la situazione è ora quella della fig. 5.39.*b* nella quale al ponte si è sostituito il suo schema equivalente di Thevenin. Si ricava subito:

$$\overline{V}_r = \frac{\overline{Z}_r}{\overline{Z}_r + \overline{Z}'_r} \overline{V}_{r_0}. \qquad (5.91.)$$

Un altro elemento da tener presente è che se il generatore avrà un'impedenza diversa da zero (come sempre succede), la tensione $\overline{V}$ dipenderà dalla regolazione del ponte. Se si vuole tener conto di questo fatto, occorre determinare l'impedenza $\overline{Z}'_a$ che il ponte, in prossimità dell'equilibrio, presenta tra i morsetti A e B, considerando aperta la diagonale di rivelazione:

$$\overline{Z}'_a = \frac{(\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2)(\overline{Z}_3 + \overline{Z}_4)}{\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2 + \overline{Z}_3 + \overline{Z}_4}. \qquad (5.92.)$$

Se poi si chiama $\overline{V}_0$ la tensione a vuoto del generatore e $\overline{Z}_a$ la sua impedenza, si potrà scrivere (fig. 5.39.*c*):

$$\overline{V} = \overline{V}_0 \frac{\overline{Z}'_a}{\overline{Z}_a + \overline{Z}'_a}. \qquad (5.93.)$$

Tenuto conto della (5.91.) e della (5.93.), le (5.88.) e (5.89.) diventano rispettivamente:

$$\overline{V}_r = \frac{\overline{Z}_r}{\overline{Z}_r + \overline{Z}'_r} \cdot \frac{\overline{Z}_a}{\overline{Z}_a + \overline{Z}'_a} \cdot \frac{\overline{A}}{(1 + \overline{A})^2} \cdot \frac{\Delta Z}{\overline{Z}} \cdot \overline{V}_0 \qquad (5.94.)$$

$$V_r = \frac{Z_r}{|\overline{Z}_r + \overline{Z}'_r|} \cdot \frac{Z_a}{|\overline{Z}_a + \overline{Z}'_a|} \cdot \frac{A}{|1 + \overline{A}|^2} \cdot \frac{\Delta Z}{Z} \cdot V_0. \qquad (5.95.)$$

La (5.95.), oppure la (5.89.) quando gli effetti della $\overline{Z}_a$ e della $\overline{Z}_r$ siano trascurabili, consentono:

1) data la sensibilità che si vuole ottenere dal ponte, di determinare la sensibilità che deve avere il rivelatore di zero;

2) data la sensibilità del rivelatore, cioè la $\overline{V}_r$ minima rivelabile, determinare la massima sensibilità del ponte corrispondente alla $(\Delta Z/Z)_{min}$ rivelabile. In questo caso, ricavando $\Delta Z/Z$ dalla (5.95.), si ha:

$$\left(\frac{\Delta Z}{Z}\right)_{min} = \frac{|1 + \overline{A}|^2}{A} \cdot \frac{|\overline{Z}_r + \overline{Z}'_r|}{Z_r} \cdot \frac{|\overline{Z}_a + \overline{Z}'_a|}{Z'_a} \cdot \frac{V_{r\,min}}{V_0}. \qquad (5.96.)$$

Condizioni di massima sensibilità

Generalmente, per quanto riguarda l'alternata, è abbastanza frequente poter considerare la (5.89.) al posto della (5.95.). Effettuando la ricerca del massimo per la (5.89.), e cioè derivando rispetto ad A, tenendo conto che l'argomento di A riguarda la disposizione degli elementi del ponte e quindi si può considerare costante, variando solo il modulo, si trova che la sensibilità è massima per $A = 1$, con un andamento piuttosto piatto che permette quindi una certa libertà di scelta nell'imposizione di $\overline{A} = \overline{Z}_2/\overline{Z}_1$.

Nel caso invece si dovesse forzatamente ricorrere alla (5.95.), senza volersi addentrare in una trattazione teorica, è bene tener presente alcune considerazioni:

1) che il generatore non abbia impedenza molto maggiore della $\overline{Z}'_a$ (ciò al fine di non perdere inutilmente in tensione), oppure, se vi è la necessità di pilotare in potenza, che sia adattato alla $\overline{Z}'_a$ (un generatore eroga la massima potenza su di un carico quando le parti reali delle impedenze sono uguali e le parti immaginarie uguali ma di segno opposto);

2) che anche il rivelatore sia adattato nei casi in cui occorre, e, dove invece si tratti di un rivelatore di tensione (caso più generale per i ponti in ac), la sua impedenza di ingresso sia molto maggiore della $\overline{Z}'_r$;

3) fare attenzione che A non si discosti molto dall'unità.

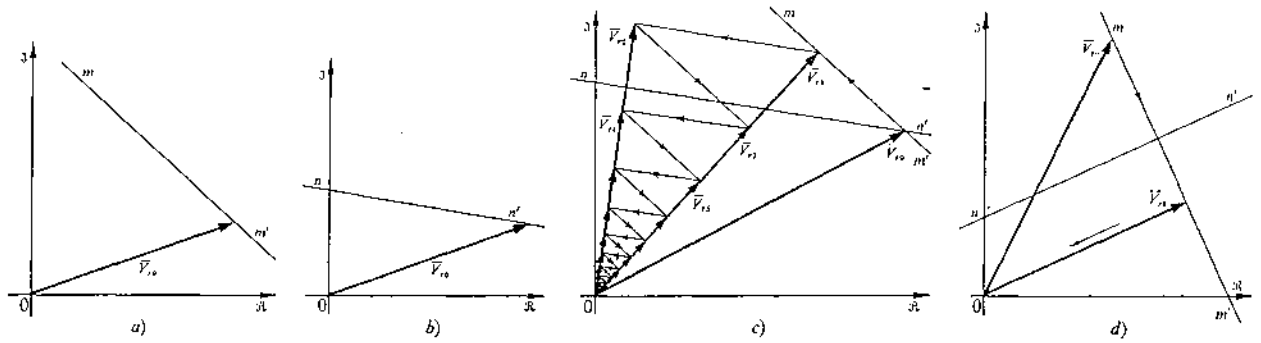


Figura 5.40. Rapidità di convergenza all'equilibrio: *a*) al variare dell'elemento M del ponte, il vettore $\overline{V}_{r0}$ sposta la sua estremità sulla retta m-m'; *b*) analogamente, al variare dell'elemento N del ponte, il vettore $\overline{V}_{r0}$ sposta la sua estremità sulla retta n-n'; *c*) agendo alternativamente sugli elementi variabili M e N, il vettore $\overline{V}_{r0}$ si riduce a $\overline{V}_{r1}$ e poi a $\overline{V}_{r2}, \overline{V}_{r3}, \ldots$ fino ad annullarsi; nel caso particolare in cui m-m' sia ortogonale a n-n', le successive variazioni necessarie per raggiungere l'equilibrio sono soltanto due.

2.8. Convergenza all'equilibrio

Come già si è accennato (vedi § 2.1. a pag. 284), *la rapidità di convergenza all'equilibrio* è una delle caratteristiche che si cerca di ottenere in un ponte in quanto è alla base della diminuzione del tempo occorrente per la misura.

Il problema è in questi termini: dovendo scegliere due elementi da variare per portare rapidamente il ponte all'equilibrio, quali è più conveniente scegliere? Occorre considerare l'espressione (5.87.), dove si è considerato $Z_a = 0$ e $Z_r = \infty$, qui ripetuta:

$$\overline{V}_{r_0} = \frac{\overline{A}}{(1+\overline{A})^2}\left(\frac{\Delta\overline{Z}_1}{\overline{Z}_1} - \frac{\Delta\overline{Z}_2}{\overline{Z}_2} - \frac{\Delta\overline{Z}_3}{\overline{Z}_3} + \frac{\Delta\overline{Z}_4}{\overline{Z}_4}\right)\overline{V}$$

esplicitando le variazioni $\Delta\overline{Z}$, si ottiene,

$$\overline{V}_{r_0} = \frac{\overline{A}}{(1+\overline{A})^2}\left(\frac{\Delta R_1}{\overline{Z}_1} + j\frac{\Delta X_1}{\overline{Z}_1} - \frac{\Delta R_2}{\overline{Z}_2} - j\frac{\Delta X_2}{\overline{Z}_2} - \frac{\Delta R_3}{\overline{Z}_3} - j\frac{\Delta X_3}{\overline{Z}_3} + \frac{\Delta R_4}{\overline{Z}_4} + j\frac{\Delta X_4}{\overline{Z}_4}\right)\overline{V}. \qquad (5.97.)$$

Ognuno dei termini dell'espressione tra parentesi è un numero complesso, il cui argomento si può ritenere resti costante, mentre il modulo vari linearmente con la variazione dell'elemento del ponte cui si riferisce (1).

Ciò posto, se degli otto elementi $(R_1, X_1, R_2, X_2, \ldots)$ costitutivi il ponte, se ne considera variabile uno solo, che chiameremo genericamente M, è ragionevole pensare che l'estremità del vettore $\overline{V}_{r_0}$ si sposti lungo una retta indicata con m-m' (fig. 5.40.*a*). Se invece si fa variare un altro elemento, indicato con N, le sue variazioni porteranno il vettore $\overline{V}_{r_0}$ ad avere l'estremità in uno dei punti della retta n-n' (fig. 5.40.*b*). Si facciano ora variare i due elementi M e N alternativamente (fig. 5.40.*c*). S'incominci, per es., agendo su M, fino a raggiungere un minimo $\overline{V}_{r_1}$ in corrispondenza della direzione perpendicolare a m-m'. Si passi quindi a variare N fino a trovare un nuovo minimo $\overline{V}_{r_2}$ quando questo vettore è perpendicolare a n-n'.

Continuando con manovre alternate di questo tipo, la tensione di squilibrio si riduce via via fino ad annullarsi.

Non è difficile rendersi conto che il numero di manovre da compiere per giungere all'equilibrio è legato all'angolo tra le due rette m-m' e n-n'. Se quest'angolo è piccolo le manovre sono molte; per contro, se le due rette sono perpendicolari, le manovre potrebbero teoricamente ridursi a due sole (fig. 5.40.*d*): è questa la condizione di massima rapidità di convergenza all'equilibrio.

Osservando la (5.97.) è facile rendersi conto che perché le due rette m-m e n-n siano perpendicolari tra loro si deve verificare che gli elementi variabili siano *parte reale e parte immaginaria di uno stesso lato.*

Nel caso in cui i due elementi variabili appartengano a lati diversi, occorre verificare di volta in volta che l'angolo tra le rette m-m' e n-n' sia prossimo a 90°.

Alla luce di queste conclusioni è possibile prendere in esame i vari ponti di cui al § 2.3. e rendersi conto se certe scelte, per quanto si riferisce agli elementi variabili, portano ad una buona rapidità di convergenza.

A titolo di esempio si riprenda in esame il ponte di Schering in bassa frequenza (fig. 5.26.).

Se dell'incognita si desidera conoscere C_x e R_x, conviene variare R_4 e C_4 perché ciò consente di avere lettura diretta e rapidità di convergenza ottima. Se invece dell'incognita interessa C_x e $\tan\delta_x$, l'esigenza di avere lettura diretta impone che a variare siano C_3 (o R_2) e C_4. E per la rapidità di convergenza? Occorre riferirsi all'eq. (5.97.): senza pretendere di stabilire l'inclinazione delle due rette secondo le

(1) Tutto questo è vero con sufficiente approssimazione nell'ipotesi più volte affermata di variazioni relative molto piccole.

quali gli elementi variabili fanno muovere l'estremità di $\overline{V}_{r_0}$, è sufficiente trovare l'angolo che formano tra di loro. Basta allora confrontare insieme gli argomenti dei termini, corrispondenti agli elementi variabili, contenuti tra parentesi nell'equazione richiamata. Nel caso in esame, se variano C_3 e C_4:

$$-j\frac{\Delta X_3}{\overline{Z}_3} = -j\frac{1/\omega\Delta C_3}{1/j\omega C_3} = \frac{C_3}{\Delta C_3}\underline{|0°},$$

$$+j\frac{\Delta X_4}{\overline{Z}_4} = +j\frac{1/\omega\Delta C_4}{R_4/(1+j\omega C_4 R_4)} \simeq$$

$$\simeq +j\frac{1}{\omega\Delta C_4}\cdot\frac{1}{R_4} = \frac{1}{\omega R_4\cdot\Delta C_4}\underline{|+90°}.$$

Nell'ultima delle quali l'approssimazione si è resa possibile in quanto il lato $\overline{Z}_4$ è, come noto, prevalentemente resistivo. Quindi se è lecita questa approssimazione, è facile vedere che gli argomenti dei due numeri complessi valgono il primo 0° ed il secondo 90°. Quindi l'angolo tra le due rette è $\simeq 90°$ e la rapidità di convergenza è buona.
Se invece si fanno variare R_2 e C_4:

$$-\frac{\Delta R_2}{\overline{Z}_2} = -\frac{\Delta R_2}{R_2} = \frac{\Delta R_2}{R_2}\underline{|180°},$$

$$+j\frac{\Delta X_4}{\overline{Z}_4} = \ldots = \frac{1}{\omega R_4\cdot\Delta C_4}\underline{|+90°}.$$

Anche in questo caso $\overline{V}_{r_0}$ varierà su direzioni perpendicolari e la convergenza è molto buona.
La trattazione svolta per valutare la rapidità di convergenza all'equilibrio non è completamente soddisfacente, come non lo sono tutte quelle solamente approssimate, valide in un campo limitato: consentono di evitare difficoltà, però non chiariscono ogni particolare. Nel caso in esame si abbandona la massima generalità quando si introduce l'ipotesi di essere in una situazione molto prossima a quella d'equilibrio. Ciò consente di utilizzare formule più semplici e porta ad affermare che l'estremità del vettore $\overline{V}_{r_0}$, al variare dei due elementi variabili, si sposta sulle due rette m-m' e n-n'. Ciò non è vero: in realtà queste due rette non sono che linearizzazioni (consentite dall'ipotesi detta) di curve. Se si fosse eseguita la trattazione più generale (assai complessa) si sarebbe trovato che tali curve sono in realtà archi di circonferenza. Un esempio di tale trattazione rigorosa verrà riportata al § 2.12. a proposito dello studio di automatismi però applicati ad un gruppo di ponti particolari.

2.9. Precisione nelle misure con i ponti in alternata

Nelle misure con i ponti in alternata l'errore nel risultato dipende da diverse cause, di cui le più importanti sono le seguenti:
– scarsa sensibilità del rivelatore;
– scarsa precisione degli elementi (fissi e variabili) introdotti nel circuito;
– fenomeni parassiti.
Per quanto riguarda la prima, va tenuto presente che, delle due misure che si fanno correntemente sulle impedenze e cioè parte reale e parte immaginaria, in genere la precisione è diversa tanto più le due componenti differiscono in valore assoluto. Infatti, se si stabilisce che il ponte è azzerato quando il vettore $\overline{V}_{r_0}$ scende in modulo al di sotto della sensibilità del rivelatore, non significa che esso è nullo: al valore residuo di V_{r_0} corrisponde un valore residuo della $(\Delta Z_x/Z_x)100 = \Delta Z_x\%$ ricavabile dalla (5.96.) che rappresenta l'errore dovuto a scarsa sensibilità sul modulo dell'incognita. Nella rappresentazione di fig. 5.41. il cerchio rappresenta l'incertezza con cui può essere individuato Z_x e ha un raggio pari a

$$\Delta Z_x = \frac{\Delta Z_x\% Z_x}{100}.$$

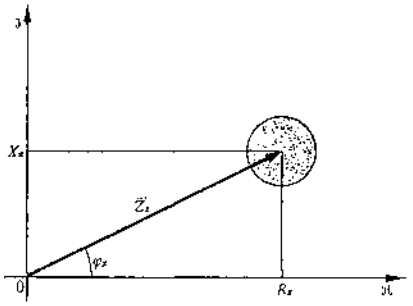


Figura 5.41. Influenza dell'angolo di fase sulla precisione.

Le due componenti saranno individuate con una incertezza che al massimo potrà valere ΔZ_x per ognuna quando per l'altra vale zero. Si avrà quindi:

$$\Delta R_x\% = \frac{\Delta Z_x}{R_x}100 = \frac{\Delta Z_x\% Z_x}{100}\cdot\frac{100}{R_x}$$

$$= \Delta Z_x\%\frac{Z_x}{R_x} = \Delta Z_x\%\frac{1}{\cos\varphi_x}$$

$$\Delta X_x\% = \frac{\Delta Z_x}{X_x}100 = \frac{\Delta Z\% Z_x}{100}\cdot\frac{100}{X_x}$$

$$= \Delta Z_x\%\frac{Z_x}{X_x} = \Delta Z_x\%\frac{1}{\operatorname{sen}\varphi_x}$$

da cui si vede che l'errore che incide su ognuna delle due componenti dipende dall'angolo di fase dell'incognita. Se per es. si considerano tre casi nei quali valga rispettivamente 80°, 45°, 10°, risultano gli errori per scarsa sensibilità che sono riportati in tab. 5.4. Tuttavia succede abbastanza di frequente che l'errore dovuto a scarsa sensibilità sia minore degli altri errori e quindi possa essere trascurato.

Tabella 5.4. *Influenza dell'argomento sulla precisione dei ponti in ac.*

φ_x	80°	45°	10°
$\Delta R_x\%/\Delta Z_x\%$	5,76	1,41	1,02
$\Delta X_x\%/\Delta Z_x\%$	1,02	1,41	5,76

Per quanto concerne la seconda causa di errore va detto che gli elementi campione che danno maggiore affidamento e che perciò vanno preferiti sono resistori e condensatori. Di questi i primi possono raggiungere elevate precisioni solo se il loro valore ohmico è compreso tra qualche decina di ohm e qualche migliaio di ohm; i secondi sono gli unici componenti variabili utilizzati in R.F.
Per finire, solo due parole sul modo d'intervenire dei fenomeni parassiti. Occorre ricordare che la loro influenza cresce con la frequenza e che gli accorgimenti che si prendono (schermature, compensazioni, ...) incominciano a rivelarsi inefficaci all'approssimarsi di un limite che in via del tutto indicativa potremo porre attorno ai 100 kHz. Al di sopra è assolutamente necessario, perché i risultati abbiano un minimo di attendibilità, procedere col *metodo di sostituzione*.
In ogni caso la precisione delle misure diminuisce al passare dalla continua alle frequenze industriali, a quelle acustiche, alla radiofrequenza, ecc.
Si noti poi che quando si facciano misure su di un componente, la misura del fattore di qualità (Q, tangδ) è in genere meno precisa di quella del parametro principale anche perché presuppone la conoscenza della frequenza, con i limiti di precisione che ne derivano.

2.10. Particolari costruttivi

Generatore

È un oscillatore che genera un segnale alla frequenza a cui si vuole effettuare la misura e di potenza sufficiente alle esigenze dell'apparecchiatura di rivelazione. Una potenza eccessiva è inutile ed anche dannosa perché parte di essa può facilmente pervenire al rivelatore senza passare per il ponte e quindi impedire un completo azzeramento.
È inoltre importante che il segnale generato abbia forma sinusoidale la più prossima possibile a quella ideale: la presenza di armoniche, infatti, si risente negativamente in quei ponti la cui condizione di equilibrio è funzione della frequenza, impedendone l'azzeramento. Si otterrà solo un minimo, più accentuato se le armoniche sono piccole. In altri ponti la condizione di equilibrio non dipende dalla frequenza: per questi un'eventuale distorsione nella tensione del generatore non dovrebbe arrecare alcun turbamento. Quest'ultima è però una situazione prevalentemente teorica, perché, se si considerano tutti i fenomeni, tutti i ponti hanno equilibrio dipendente dalla frequenza. Basta tener conto dei parametri parassiti dei singoli componenti e delle varie parti del ponte: la loro importanza è tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza di lavoro.
Va però detto che normalmente i generatori dei ponti non sono di altissima qualità: i costruttori si limitano a controllare che la distorsione sia ragionevolmente bassa. Gli effetti del residuo armonico vengono poi, se necessario, eliminati in fase di rivelazione.

Rivelatore

È un dispositivo atto a rivelare la presenza di segnale tra i vertici di rivelazione del ponte. Essendo rivelatore di zero non è necessario che sia tarato.
È invece importante che sia sensibile, in modo che l'errore che si compie considerando nullo il residuo di segnale sia più piccolo di quelli che si possono imputare ad altre cause (vedi § 2.9.). La sensibilità viene spesso aumentata anteponendo un amplificatore al rivelatore.
Tutto il sistema di rivelazione può essere o a larga banda o selettivo. Il primo viene adottato quando è presumibile che il segnale di squilibrio sia perfettamente sinusoidale e se il ponte deve funzionare a diverse frequenze, altrimenti è necessario che sia selettivo.
Nella gamma audio veniva tradizionalmente utilizzata una cuffia telefonica (300÷3000) Hz che si presenta notevolmente sensibile alle frequenze che l'orecchio umano meglio percepisce (per es. 1 kHz, che è una delle frequenze standard). Talvolta era preceduta da un amplificatore e quindi accoppiata al ponte tramite trasformatore. Un orecchio educato è in grado, con la cuffia telefonica, di accorgersi quando si annulla la fondamentale, in presenza di armoniche. Quindi l'amplificatore può essere a larga banda.
Ora questo tipo di rivelatore è poco utilizzato, in quanto gli vengono preferiti sistemi più oggettivi e meno legati ad un ristretto campo di frequenza.
Spesso viene utilizzato l'oscilloscopio inviando la tensione di squilibrio all'ingresso Y mentre all'ingresso X viene applicata:

a) la base dei tempi;

b) il segnale del generatore con una fase opportuna.

Questo secondo metodo porta sullo schermo del *CRT una figura di Lissajous* e consente di vedere separatamente gli effetti dei due elementi variabili nel processo di avvicinamento all'equilibrio.
Altre possibilità sono quelle di amplificatori associati a strumenti indicatori a indice o a raggi catodici (*occhio magico*). Però in tal caso è difficile rendersi conto se un residuo è da imputarsi alla fondamentale o alle armoniche, ed allora è più conve-

niente che o l'amplificatore o lo strumento sia selettivo.
Assai comode, perché di pronto impiego, risultano allora certe apparecchiature selettive sintonizzabili, come l'*analizzatore d'onda* o un radioricevitore. In quest'ultimo caso è opportuno che il segnale fornito dal generatore sia modulato; l'uscita del ricevitore può essere inviata ad un oscilloscopio.
Occorre far presente che i collegamenti tra generatore e ponte e tra ponte e rivelatore debbono essere realizzati con cavetto schermato.
Come già si è detto, spesso sia il generatore che il rivelatore sono accoppiati al ponte tramite *trasformatori schermati* che consentono, oltre che un eventuale adattamento di impedenza, di ridurre i problemi connessi con le capacità parassite, in quanto la loro utilizzazione porta sia il generatore che il rivelatore ad avere un terminale posto francamente a massa.
Si tratta di trasformatori (fig. 5.42.*a*) nei quali i due avvolgimenti sono ciascuno rinchiusi entro un foglio di materiale conduttore e tutto l'insieme è contenuto dentro una scatola metallica che racchiude anche il nucleo. In fig. 5.42.*b* è riportato un possibile collegamento del trasformatore schermato ad un ponte; lo schermo di un avvolgimento è connesso ad un vertice mentre l'altro schermo ed il contenitore sono a massa. Se inoltre il vertice C del ponte è a massa, la situazione risulta quella rappresentata

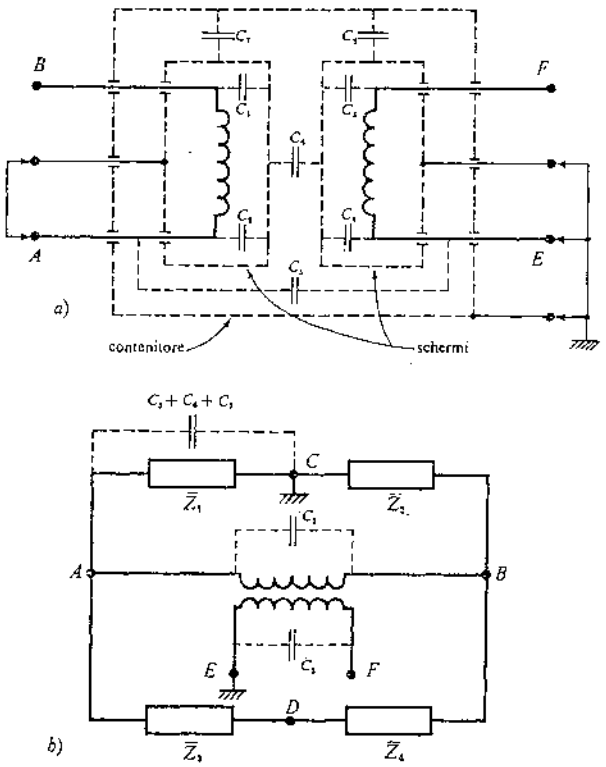


Figura 5.42. Trasformatore schermato: *a*) schermi e capacità parassite; *b*) collegamento al ponte e capacità parassite rimanenti. $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 200$ pF; $C_5 = 0{,}3$ pF; $C_6 = 30$ pF; $C_7 = C_8 = 70$ pF.

nella quale sono riportate alcune delle capacità della fig. 5.42.*a*. Per es. la capacità C_1 risulta ora in parallelo al primario e cioè ad una diagonale e quindi non dà fastidio. La C_2 è ora cortocircuitata, le capacità C_5 e C_6 e C_7 sono in parallelo all'incognita Z_1 e se questa è prevalentemente reattiva se ne può tener conto in fase di taratura.
L'uso del trasformatore schermato consente di eliminare alcune capacità parassite. Le rimanenti risultano localizzate e ben individuate e inoltre sono costanti; *questo consente di cambiare l'oscillatore o il rivelatore senza che il funzionamento del ponte debba in alcun modo risentirne*.
Come si è detto, la necessità delle schermature è tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza. Però già a frequenze industriali se ne sente la necessità, a meno che non si ricorra a provvedimenti alternativi.

2.11. Circuiti con reti a T

Oltre ai ponti appartengono ai metodi di zero anche altri circuiti di misura: di un certo rilievo sono, per es., quelli che utilizzano reti a « T ». Vi sono circuiti *a doppio T* e *a T shuntato* che presentano il vantaggio, rispetto ai ponti a 4 lati, di avere a massa sia il generatore che il rivelatore. Inoltre, data la loro semplice struttura, per ovviare ai disturbi introdotti dalle ammettenze indesiderate, è sufficiente in generale separare, con schermi parziali collegati a massa, alcune parti del circuito, principalmente per evitare possibili accoppiamenti tra i due « T ».
La condizione di equilibrio si raggiunge considerando che in questa situazione è nulla la caduta ai capi del rivelatore, e che quindi il morsetto di uscita di ogni « T » va considerato a potenziale di massa; si impone quindi che le due correnti di uscita di corto circuito $I'_{uc.c.}$ e $I_{uc.c.}$ (fig. 5.43.*a*) siano uguali ma in opposizione di fase, cioè

$$\frac{\bar{V}_i}{\bar{Z}_{Tc.c.}} = -\frac{\bar{V}_i}{\bar{Z}'_{Tc.c.}} \qquad (5.98.)$$

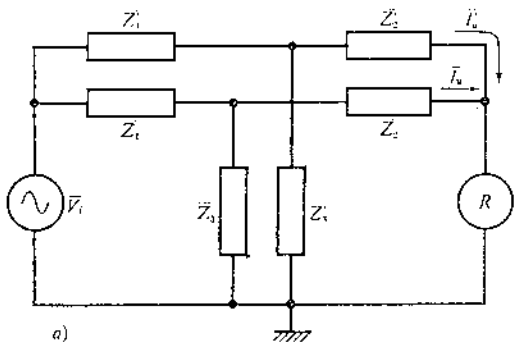
che semplificata, dà la

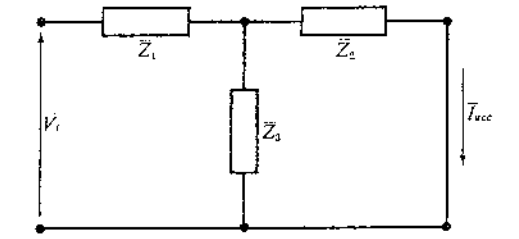
$$\frac{1}{\bar{Z}_{Tc.c.}} + \frac{1}{\bar{Z}'_{Tc.c.}} = 0 \qquad (5.99.)$$

dove $\bar{Z}_{Tc.c.}$ e $\bar{Z}'_{T.c.c}$ sono le transimpedenze delle reti a T ed esprimono il rapporto tra la tensione di ingresso $\bar{V}_i$ e la corrispondente corrente di c.c. $\bar{I}_{uc.c.}$ e $\bar{I}'_{uc.c.}$.
L'espressione di tale $\bar{I}_{uc.c.}$ è, per una sezione a T (fig. 5.43.*b*),

$$\bar{I}_{uc.c.} = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3} \cdot \frac{\bar{V}_i}{\bar{Z}_1 + \dfrac{\bar{Z}_2 \bar{Z}_3}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3}} =$$

$$= \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2 + \bar{Z}_2 \bar{Z}_3 + \bar{Z}_1 \bar{Z}_3} \bar{V}_i$$





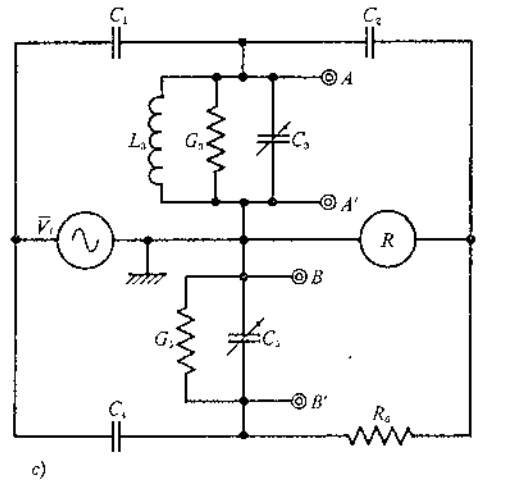


Figura 5.43. Ponte a doppio T: *a*) schema circuitale; *b*) circuito per il calcolo della transimpedenza; *c*) schema per misure a R.F.

per cui

$$\bar{Z}_{T_{c.c.}} = \bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \frac{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2}{\bar{Z}_3} . \qquad (5.100.)$$

Dalla (5.99.), estendendo ad entrambe le sezioni a T il ragionamento, risulta

$$\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \frac{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2}{\bar{Z}_3} + \bar{Z}'_1 + \bar{Z}'_2 + \frac{\bar{Z}'_1 \bar{Z}'_2}{\bar{Z}'_3} = 0 \qquad (5.101.)$$

che rappresenta la condizione generale di equilibrio per le reti a doppio T.
Tra i vari circuiti possibili, uno dei più importanti, utilizzato a R.F. e quindi col *metodo di sostituzione*, è quello di fig. 5.43.*c*. Ha il non trascurabile vantaggio che si giunge all'equilibrio regolando i due condensatori C_3 e C_5 che hanno entrambi un morsetto a massa. L'equazione dell'equilibrio (in assenza dell'incognita) si ottiene dalla (5.101.):

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1}{j\omega C_2} \left[G_3 + j\left(\omega C_3 - \frac{1}{\omega L_3} \right) \right] + \\ + \frac{1}{j\omega C_4} + R_6 + \frac{1}{j\omega C_4} R_6 (G_5 + j\omega C_5) = 0$$

e, separando parti reali e immaginarie,

$$\omega^2 R_6 C_1 C_2 \left(1 + \frac{C_5}{C_4} \right) = G_3 ,$$

$$C_1 + C_2 + C_3 + \frac{C_1 C_2}{C_4} (1 + R_6 G_5) = \frac{1}{\omega^2 L_3} .$$

Ora per il metodo di sostituzione si rendono disponibili sia i morsetti A-A' che quelli B-B'.
Nel primo caso risulterà (incognita tra A-A'):

$$G_x = \frac{\omega^2 R_6 C_1 C_2}{C_4} \Delta C_5 \qquad (5.102.)$$

$$B_x = \omega \Delta C_3 .$$

È stato costruito uno strumento su questo schema (ma con $G_5 = 0$), particolarmente utile per misurare impedenze elevate (misure su dielettrici) in un campo compreso tra 0,5 e 40 MHz.
Nel secondo caso (incognita tra B-B'):

$$G_x = \frac{C_4}{C_1 C_2 R_6} \Delta C_3 . \qquad (5.103.)$$

$$B_x = \omega \Delta C_5$$

È interessante notare che le misure di B_x sono in linea di massima più precise perché sono esposte al solo errore nella misura di ω e a quello con cui si apprezza ΔC. Su G_x influiscono tutti gli errori di taratura degli elementi da cui dipende.
Se però una stessa incognita viene misurata successivamente in ciascuna coppia di morsetti, sarà $G_x = (G_x)_{A\text{-}A'} = (G_x)_{B\text{-}B'}$ per cui, moltiplicando membro a membro le (5.102.) e (5.103.) si ottiene:

$$G_x^2 = \omega^2 \Delta C_3 \Delta C_5 \qquad (5.104.)$$

ed anche G_x può allora essere fatta dipendere dalle sole variazioni di capacità (a parte la pulsazione).
È probabilmente il metodo più preciso per la misura di resistenza in R.F.
Nelle *reti a T shuntato* (fig. 5.44.*a*), che si ottengono da quelle a doppio T imponendo $\bar{Z}'_3 = \infty$ e $\bar{Z}_4 = \bar{Z}'_1 + \bar{Z}'_2$, la (5.101.) diventa,

$$\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \frac{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2}{\bar{Z}_3} + \bar{Z}_4 = 0 . \qquad (5.105.)$$

Dall'esame delle (5.101.) e (5.105.) si nota che la condizione di equilibrio dipende essenzialmente dalla

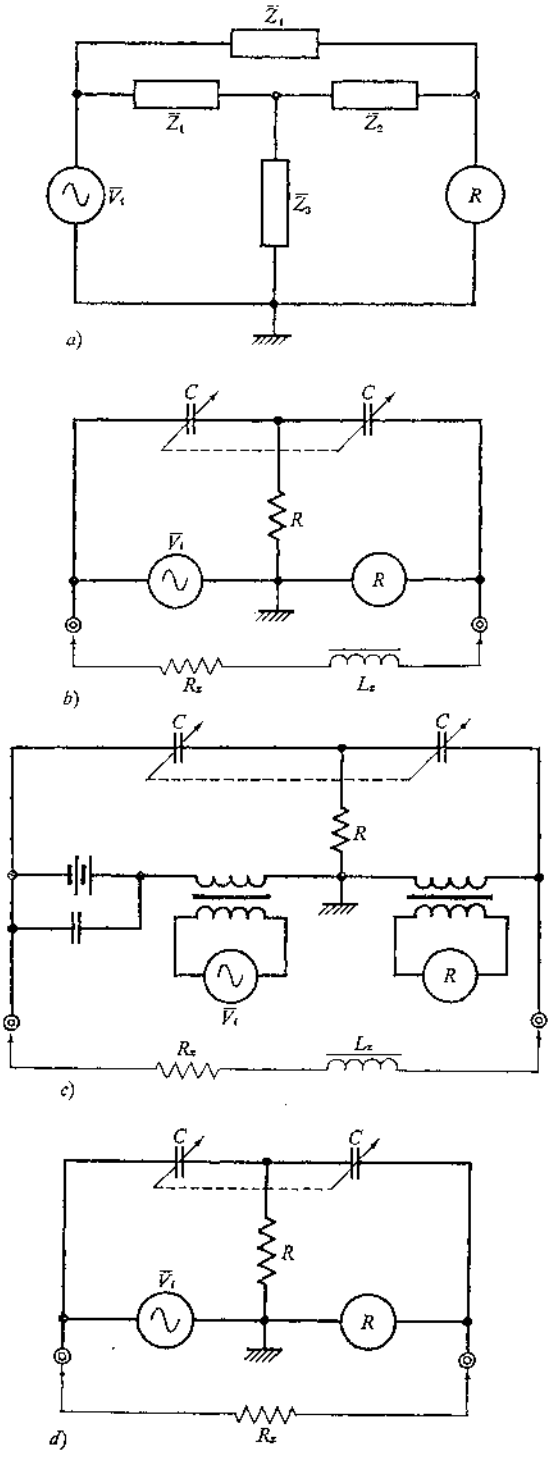


Figura 5.44. Ponte a T shuntato: *a*) rete di principio; *b*) e *c*) schemi, di principio e funzionale, per la misura di induttanza incrementale; *d*) per misure di resistori di elevato valore a R.F.

frequenza e quindi, qualora ci si trovi a lavorare in ampi intervalli di questa, si rendono necessarie numerose commutazioni dei componenti del ponte (due o tre volte per decade), determinando di conseguenza una notevole complicazione costruttiva.
Le reti di cui all'oggetto si prestano quindi ad essere impiegate molto bene solo in un piccolo intervallo di frequenza con l'incognita e gli elementi variabili generalmente inseriti nel ramo a massa per il doppio T oppure nel 4° ramo per il T shuntato.
Uno schema di principio per le misure delle *induttanze incrementali*, ovviamente nel campo delle frequenze acustiche, in cui la rete a T shuntato trova impiego, è quello di fig. 5.44.*b*; in *c*) invece è rappresentato lo schema funzionale nel quale la batteria che alimenta in corrente continua l'induttore in esame è shuntata da un condensatore che by-passa la ac; analogamente per lo strumento di rivelazione, che è accoppiato tramite trasformatore, onde evitare una indicazione della componente continua. Anche il generatore ac è accoppiato tramite trasformatore al fine di essere separato dal circuito in continua. All'equilibrio si ha, dalla (5.105.),

$$-2j\frac{1}{\omega C}-\frac{1}{\omega^2 C^2 R}+R_x+j\omega L_x=0$$

cioè

$$R_x=\frac{1}{\omega^2 C^2 R} \qquad (5.106.)$$

$$L_x=\frac{2}{\omega^2 C}. \qquad (5.107.)$$

Un altro schema impiegato è quello di fig. 5.44.*d*, per la misura di resistori di valore elevato, che però non permette di raggiungere una condizione di zero, ma soltanto una condizione di minimo. Sempre dalla (5.105.),

$$-2j\frac{1}{\omega C}+R_x-\frac{1}{\omega^2 C^2 R}=0$$

dalla quale discende

$$R_x=\frac{1}{\omega^2 C^2 R} \qquad (5.108.)$$

senza però ottenere annullamento, ma soltanto minimo, perché non si ha la compensazione della parte immaginaria. Tuttavia, per R_x dell'ordine dei MΩ, la componente in quadratura risulta piccola e quindi la misura sufficientemente precisa.

2.12. Realizzazioni

Ponte Universale

Nelle pagine precedenti sono stati presentati, oltre alla teoria dei ponti, alcuni degli schemi ritenuti più convenienti per la misura di impedenze. Un certo numero di questi è stato riunito in uno strumento che è un classico dei laboratori di Elettrotecnica e che, con il nome di *Ponte Universale*, consente le misure dei parametri principali e secondari di resi-

stori, induttori, condensatori, a frequenze acustiche (in particolare alla frequenza standard di 1 kHz).
Si tratta di uno strumento notevolmente flessibile in quanto, con commutazioni opportune sul pannello frontale, si passa dallo schema di un ponte per misure di resistenze (in dc) a quelli per misure su induttori e condensatori (in ac). Più spesso per ciascuno di questi sono proposte due versioni: una per componenti a basse perdite e l'altra per componenti a perdite elevate.
Un ponte universale è generalmente costituito da un limitato numero di elementi campioni: un resistore variabile a scatti decadici che determina la portata (RANGE), un resistore variabile con continuità che serve ad equilibrare i moduli, un condensatore fisso e due resistori variabili per equilibrare gli argomenti da porre in serie oppure in parallelo al condensatore a seconda dei casi. Con opportune commutazioni i citati componenti vengono interconnessi in modo da realizzare uno dei cinque ponti di cui si è detto (fig. 5.45.).
Naturalmente, oltre agli elementi nominati, vi saranno anche un generatore di tensione continua (per misure di resistori), un oscillatore ad 1 kHz per le misure di induttori e condensatori. Per eseguire misure a frequenze diverse occorre servirsi in genere di oscillatori esterni.
Quando si lavora in continua il rivelatore è un galvanometro; che viene inserito in un voltmetro elettronico ad amplificatore (a larga banda o selettivo) con convertitore ac-dc, quando il funzionamento è in ac. Altre volte il galvanometro serve soltanto per la continua ed in ac l'indicazione dell'equilibrio proviene da un occhio magico.
La precisione conseguibile con apparecchi di questo tipo è compresa in una gamma abbastanza vasta e dipende chiaramente dall'accuratezza della realizzazione. In ogni caso è sempre maggiore per i para-

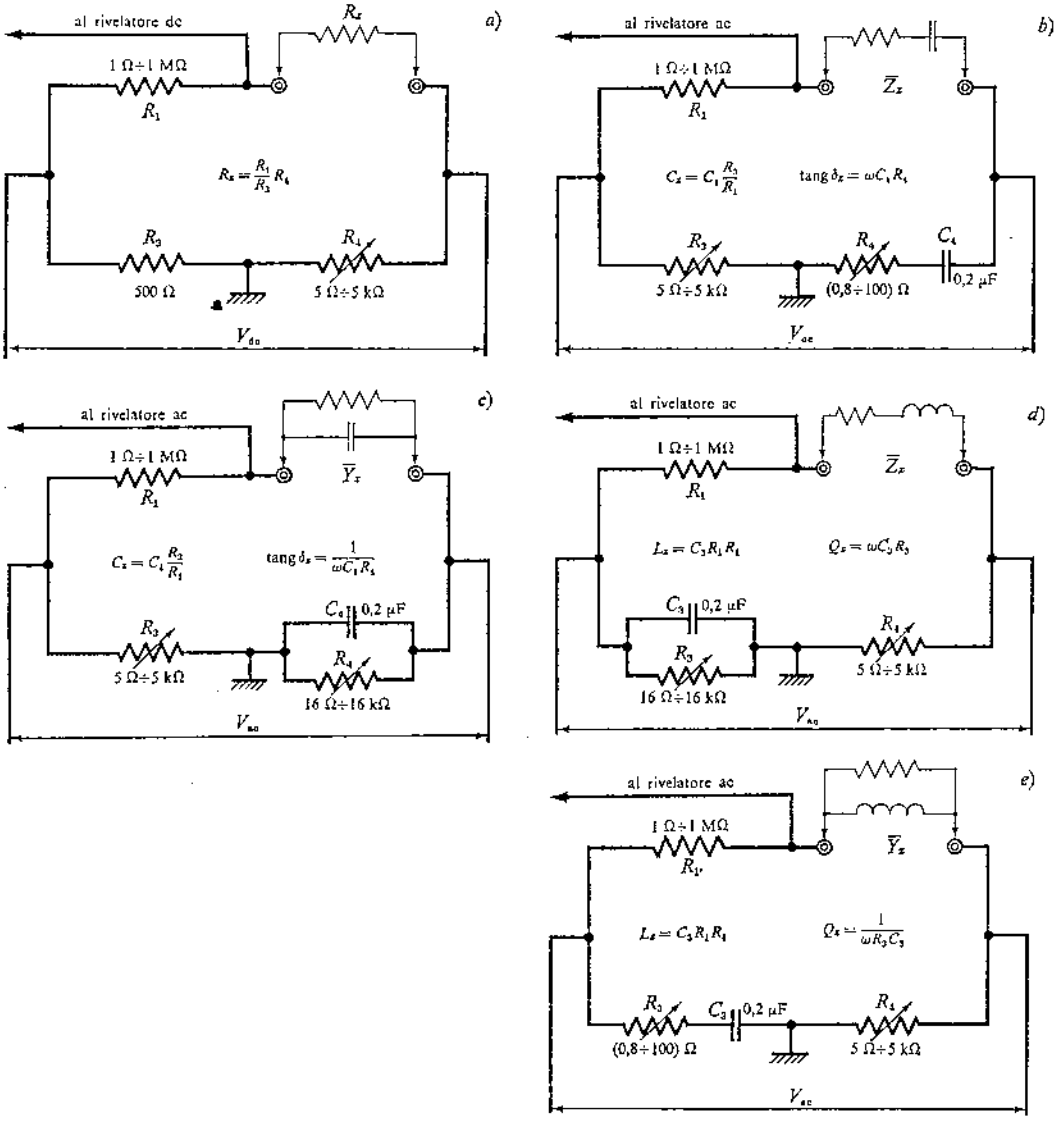


Figura 5.45. Ponte Universale. Possibilità circuitali dello strumento ottenute tramite commutazioni, per misure su: *a*) resistori; *b*) condensatori (perdite serie); *c*) condensatori (perdite parallelo); *d*) induttori (Q elevato); *e*) induttori (Q basso).

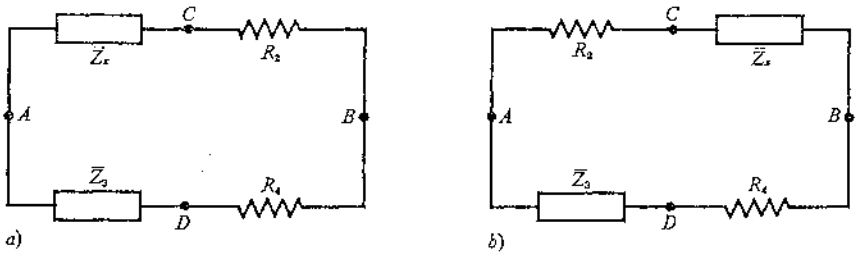


Figura 5.46. I due possibili casi di ponte con due lati resistivi, se le reattanze dell'incognita e del ramo campione hanno: *a*) lo stesso segno; *b*) segno opposto.

metri principali (per i quali si può ritenere compresa tra 0,05% e 2%) rispetto a quella dei parametri secondari Q e tangδ (per i quali raramente si scende al di sotto di qualche %).
L'aspetto negativo nella utilizzazione dei ponti tradizionali è che le precisioni elevate richiedono in genere strumenti piuttosto costosi, tempi di misura non brevi e soprattutto una successione di manovre complesse che richiedono un operatore competente.

Automatismi

Per ovviare agli inconvenienti di cui si è detto, soprattutto per ridurre i tempi e semplificare le manovre, si è pensato di automatizzarne un certo numero, ottenendo ponti automatici e semiautomatici.
Nel ponte semiautomatico (1) è sufficiente, per raggiungere l'equilibrio, regolare il solo elemento variabile che agisce sul modulo: infatti il secondo elemento variabile, quello che agisce sull'argomento, viene regolato automaticamente tramite un circuito di reazione.
Per comprenderne il principio di funzionamento non ci si può allacciare alla trattazione approssimata svolta al § 2.8., valida solo per situazioni molto prossime a quella d'equilibrio. Ora infatti ci si può trovare anche molto lontani da quella condizione ed è quindi necessario sottoporre il ponte che interessa, e che ha due lati puramente resistivi, ad uno studio non approssimato.

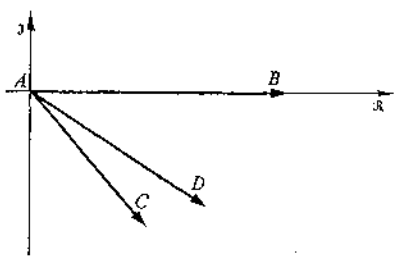


Figura 5.47. Diagramma dei vettori-tensione nei ponti di fig. 5.46.

(1) Si fa riferimento al Mod. 4260A, Universal Impedance Bridge; *Hewlett-Packard.*

A seconda della natura del componente che si vuole misurare, il ponte risulta del tipo riportato in fig. 5.46.*a* oppure *b*) (vedi § 2.1. fig. 5.23.). Nelle ipotesi che il ponte sia alimentato da un generatore ideale di tensione sinusoidale, che il rivelatore abbia impedenza interna infinita, che i lati del ponte siano tutti lineari, che R_2 (PORTATA) sia dello stesso ordine di grandezza di $|Z_x|$, si giunge all'equilibrio regolando alternativamente R_4 e $\bar{Z}_3$ finché $\bar{V}_{r_0}$ non sia uguale a zero.
Appare chiaro che inizialmente tra il vettore rappresentante la tensione tra i punti A e B e quello tra i punti A e C esisterà una relazione simile a quella riportata nella fig. 5.47., generica rappresentazione vettoriale delle tensioni presenti nel ponte non equilibrato. Per giungere all'equilibrio occorrerà che il vettore $\overline{DA}$ vari fino a portarsi a coincidere con $\overline{CA}$, costante, in quanto $\bar{Z}_x$ e R_2 non variano durante il raggiungimento dell'equilibrio.
Si supponga che l'impedenza $\bar{Z}_3$ sia costituita da una reattanza X_3 con in parallelo una resistenza R_3 (fig. 5.48.). Considerato per semplicità uguale ad 1 il modulo di $\overline{BA}$, le coordinate x e y dell'estremità del vettore $\overline{DA}$ si ricavano (partitore di tensione) dalla

$$x + jy = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_3 + R_4} \tag{5.109.}$$

dove

$$\bar{Z}_3 = \frac{jX_3 R_3}{R_3 + jX_3}\,. \tag{5.110.}$$

Sostituendo la (5.110.) nella (5.109.) e separando le

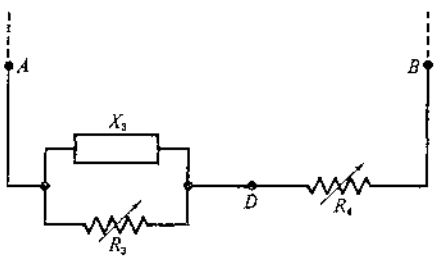


Figura 5.48. Si consideri il caso in cui $\bar{Z}_3$ assuma una struttura di tipo parallelo.

parti reali da quelle immaginarie si ottiene:

$$x = \frac{R_3(R_4 + R_3)}{(R_3 + R_4)^2 + R_4^2(R_3/X_3)^2} \tag{5.111.}$$

$$y = \frac{(R_3^2 R_4)/X_3}{(R_3 + R_4)^2 + R_4^2(R_3/X_3)^2}\,. \tag{5.112.}$$

Nel caso del ponte universale di fig. 5.45.*d* la reattanza X_3 è costante, e l'equilibrio è raggiunto regolando alternativamente R_4 e R_3.
Il luogo percorso dal punto D (estremità del vettore $\overline{DA}$) quando si tiene fisso R_3 e si varia R_4 si ottiene eliminando R_4 dalle (5.111.) e (5.112.)

$$\frac{y}{x} = \frac{R_3 R_4}{X_3(R_3 + R_4)} \tag{5.113.}$$

dalla quale

$$R_4 = \frac{R_3 X_3(y/x)}{R_3 - (y/x)X_3} \tag{5.114.}$$

che, sostituita nella (5.111.) dà:

$$\left(x - \frac{1}{2}\right)^2 + \left(y + \frac{1}{2}\frac{X_3}{R_3}\right)^2 = \left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{2}\frac{X_3}{R_3}\right)^2. \tag{5.115.}$$

Si tratta di una famiglia di circonferenze (fig. 5.49.*a*) ognuna delle quali caratterizzata dal rapporto X_3/R_3, con centro sulla retta $x = \frac{1}{2}$ e passante per i punti A e B.
Quando invece si tenga fisso R_4 e sia fatto variare R_3, il luogo del punto D si ottiene eliminando R_3 dalle (5.111.) e (5.112.). Dalla (5.113.) si ricava

$$R_3 = \frac{(y/x)R_4 X_3}{R_4 - (y/x)X_3} \tag{5.116.}$$

che, inserita nella (5.111.) porta alla

$$x^2 + \left(y - \frac{1}{2}\frac{X_3}{R_4}\right)^2 = \left(\frac{1}{2}\frac{X_3}{R_4}\right)^2. \tag{5.117.}$$

Si tratta ancora di una famiglia di circonferenze con parametro, questa volta, X_3/R_4 passanti per l'origine (fig. 5.49.*b*). Il centro è sempre sull'asse y.
Se si fosse scelta per $\overline{Z}_3$ la disposizione serie, si sarebbero trovate altre due famiglie di circonferenze come luogo del punto D.
Nei ponti convenzionali prima si tiene fissa R_3 e si regola R_4: il punto D (fig. 5.49.*c*) si sposta sull'arco di un cerchio della famiglia (5.115.) che passa per A e B fino a che il rivelatore non indica un minimo;

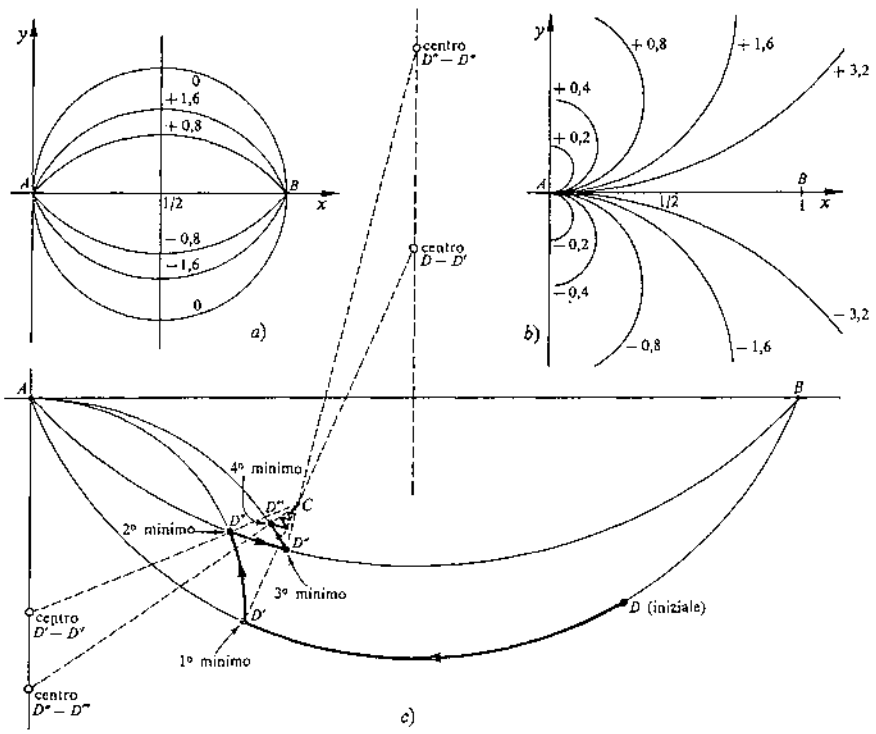


Figura 5.49. Avvicinamento all'equilibrio in un ponte convenzionale: *a*) luogo del punto D al variare di R_4 (su ogni cerchio è riportato il valore del rapporto X_3/R_3); *b*) idem al variare di R_3 (su ogni cerchio è riportato il valore del rapporto X_3/R_4 che lo caratterizza); *c*) successione delle manovre nell'avvicinamento all'equilibrio:

1ª manovra - $D \rightarrow D'$ regolando R_4;
2ª » - $D' \rightarrow D''$ » R_3;
3ª » - $D'' \rightarrow D'''$ » R_4;
4ª » - $D''' \rightarrow D''''$ » R_3;
... ...;
n^a » - $D^{n^a} \rightarrow C$ » R_3 o R_4.

successivamente si tiene fisso R_4 e si varia R_3: il punto D si sposta sull'arco di un cerchio della famiglia (5.117.) che passa per A ed ha centro sull'asse y fino a raggiungere un nuovo minimo, e così via alternativamente finché una delle due circonferenze non passa per il punto C. È in questa condizione che si raggiunge l'equilibrio. Si tenga presente che ogni minimo è raggiunto quando il punto D arriva all'intersezione tra l'arco di cerchio su cui si sta muovendo e la congiungente il centro di quel cerchio con il punto C.

Tutta la costruzione della figura è completamente di tipo geometrico: occorre soltanto far passar cerchi per punti individuati.

Dalla fig. 5.50.*a* si noti che quando il punto D si trova in D''', esiste una componente della tensione di squilibrio $\overline{CD}$ da imputarsi alla regolazione di R_3. È quella che si annulla spostando il punto D lungo l'arco di cerchio fino ad incontrare la congiungente il centro con C. *È questa componente che un sistema automatico deve mantenere costantemente nulla.* Si noti che, specie se si ha a che fare con scostamenti abbastanza contenuti, tale componente ha con buona approssimazione la stessa direzione della tangente al cerchio in D'''.

Dalla fig. 5.50.*b* è piuttosto semplice rendersi conto che, essendo il triangolo AQD isoscele, se si chiama

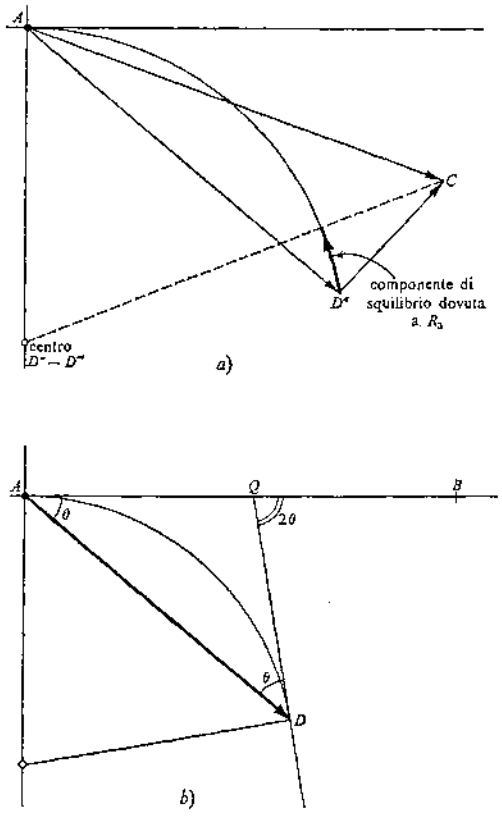


Figura 5.50. Equilibrio semiautomatico: *a*) particolare della fig. 5.49.*c*; *b*) individuazione dell'angolo di fase della componente della tensione di squilibrio da imputarsi a R_3.

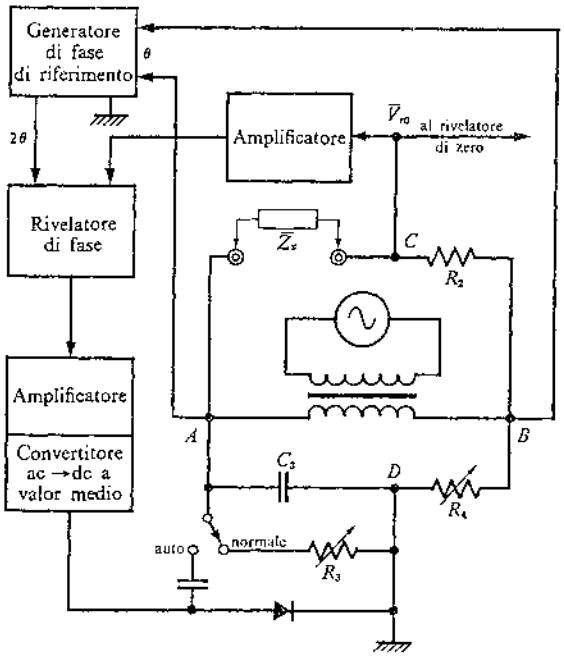


Figura 5.51. Schema di principio di un ponte universale semiautomatico.

con θ l'angolo del vettore $\overline{DA}$ rispetto al vettore $\overline{BA}$, la tangente Q-D al cerchio in D avrà, rispetto al vettore $\overline{BA}$ un angolo di fase uguale a 2θ. È allora sufficiente utilizzare un rivelatore di fase la cui uscita sia proporzionale alla componente della tensione di squilibrio sfasata rispetto a $\overline{BA}$ di un angolo doppio di quanto è sfasato $\overline{DA}$ e imporre con una controreazione che tale uscita sia sempre nulla. Lo schema di principio di questo controllo automatico è riportato nella fig. 5.51.

Nel caso si debba procedere a misure su condensatori o su induttori, si commuta lo strumento nella posizione automatica. Così facendo, la resistenza variabile R_3 viene sostituita da un diodo la cui resistenza dinamica può essere fatta variare da pochi Ω a qualche MΩ regolandone la polarizzazione. Un rivelatore di fase che ha come riferimento un segnale sfasato di 2θ rispetto all'alimentazione produce tale tensione di polarizzazione, proporzionale alla componente della $\overline{V}_{r_0}$ (ovvero $V_{\overline{CD}}$) che ha fase uguale a 2θ e quindi che è imputabile a sregolazione di R_3.

Durante il funzionamento automatico, a causa della controreazione, tale componente è mantenuta costantemente nulla, e quindi è sufficiente regolare R_4 per giungere rapidamente all'equilibrio.

È opportuno a questo punto spendere due parole su come si ottiene il segnale di controllo per la regolazione di R_3 (fig. 5.52.): i due segnali [quello di alimentazione (vettore $\overline{BA}$) e quello ai capi di Z_3 (vettore $\overline{DA}$)] sono amplificati e limitati in modo da essere trasformati in onde quadre *b*) e *c*) e quindi inviati ai due ingressi di un amplificatore operazionale. Mentre il primo tende a portare l'ampli-

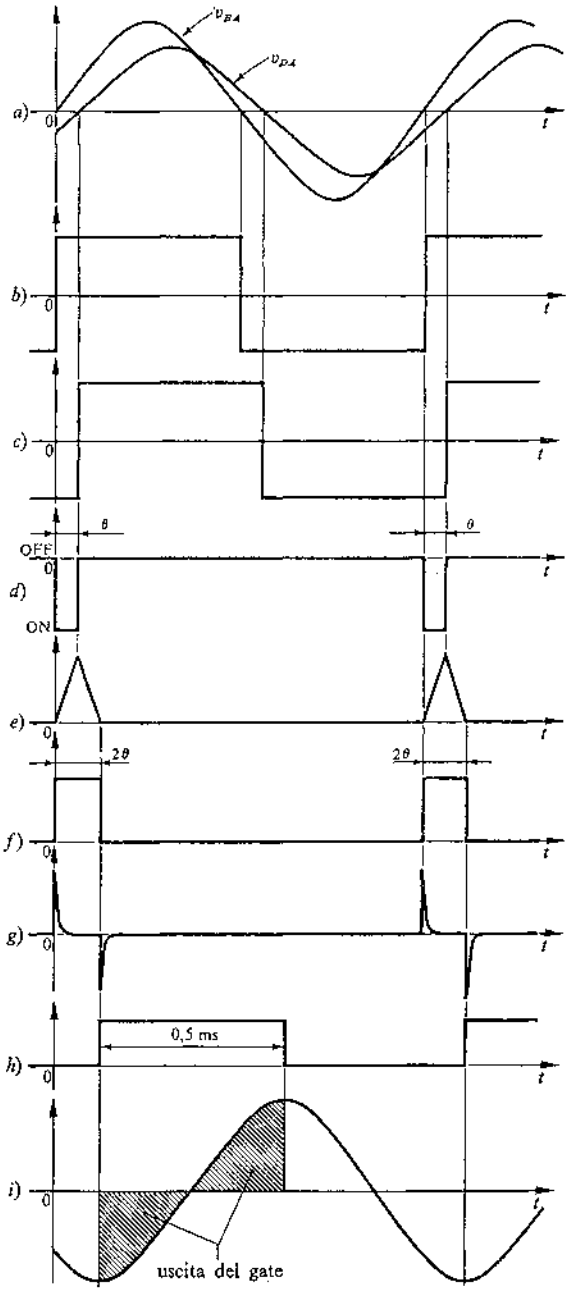


Figura 5.52. Ponte universale semiautomatico. Successione logica per determinare il segnale di controllo di R_3.

ficatore in saturazione, il secondo tende ad interdirlo. In uscita *d*) è presente una forma d'onda ad impulsi la cui durata è proporzionale a θ, sfasamento tra $\overline{DA}$ e $\overline{BA}$. Questi impulsi vengono integrati ottenendo impulsi triangolari di durata proporzionale a 2θ, che vengono quindi amplificati e limitati fino ad ottenere un'onda rettangolare della quale uno dei semiperiodi ha durata proporzionale ancora a circa 2θ. Quest'onda (la *f*) viene derivata e si ottengono quindi due picchi che vanno a comandare un multivibratore monostabile temporizzato a 0,5 ms. Ne risulta un'onda quadra di frequenza 1 kHz e ritardata di 2θ rispetto alla tensione di alimentazione $\overline{BA}$ che comanda un « gate » per il quale viene fatta passare la tensione di uscita $\overline{CD}$ (fig. 5.52.*h*) realizzando così un rivelatore di fase. L'uscita del « gate », o meglio, il suo valor medio, serve come segnale di controllo per la regolazione automatica di R_3 (ora sotto forma di diodo).

Nella fig. 5.52.*i* la situazione è con uscita del rivelatore di fase a valor medio nullo e quindi è nulla la componente di squilibrio imputabile a R_3. Rimarrà allora la componente dell'uscita del ponte normale a quella, che può essere annullata regolando R_4.

La lettura sul comando di R_4 consente di conoscere quanto vale il parametro principale dell'incognita.

Se si vuole conoscere anche il fattore di perdita (Q o tang δ) occorre, mantenendo ferma R_4, passare dal funzionamento automatico a quello manuale (si inserisce R_3) regolando solamente R_3 per riportarsi all'equilibrio. A questo punto sul quadrante di R_3 si può leggere il valore delle perdite.

Per finire, un altro aspetto interessante è il metodo utilizzato per segnalare in quale direzione dirigersi per giungere all'equilibrio e quando questo è stato raggiunto. Al di sopra della manopola di R_4 vi sono due frecce luminose (fig. 5.53.*a*) che, accendendosi, indicano da quale parte occorre ruotare la manopola per arrivare all'equilibrio ed avverte inoltre che vi si è arrivati quando piccolissime rotazioni nei due sensi fanno accendere alternativamente le due frecce.

Alla base di questo meccanismo è la considerazione che, durante il funzionamento in automatico, l'unica componente che può esistere della tensione di squilibrio $\overline{CD}$ è quella perpendicolare alla direzione 2θ ($\overline{CD}$ nella fig. 5.53.*b*), perché quella in fase è tenuta costantemente nulla. La tensione $V_{\overline{CD}}$ viene allora sfasata di 90° in modo che risulterà in fase o in opposizione con l'onda quadra di fig. 5.52.*h* ed inviata ad un gate controllato da questa.

La tensione in uscita sarà a valor medio positivo nel caso in cui le due di ingresso siano in fase,

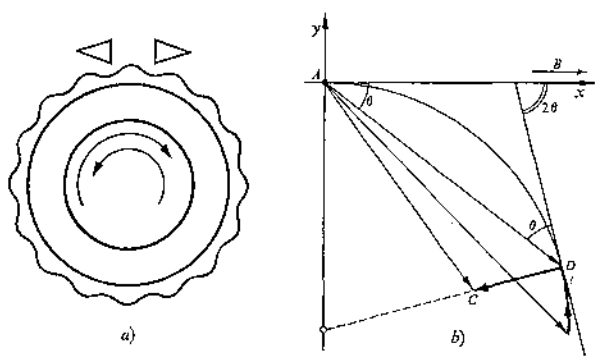


Figura 5.53. Ponte universale semiautomatico. Regolazione automatica di R_4: *a*) manopola per la regolazione con indicatore della direzione e dell'equilibrio; *b*) la tensione di squilibrio è sempre normale alla direzione 2θ.

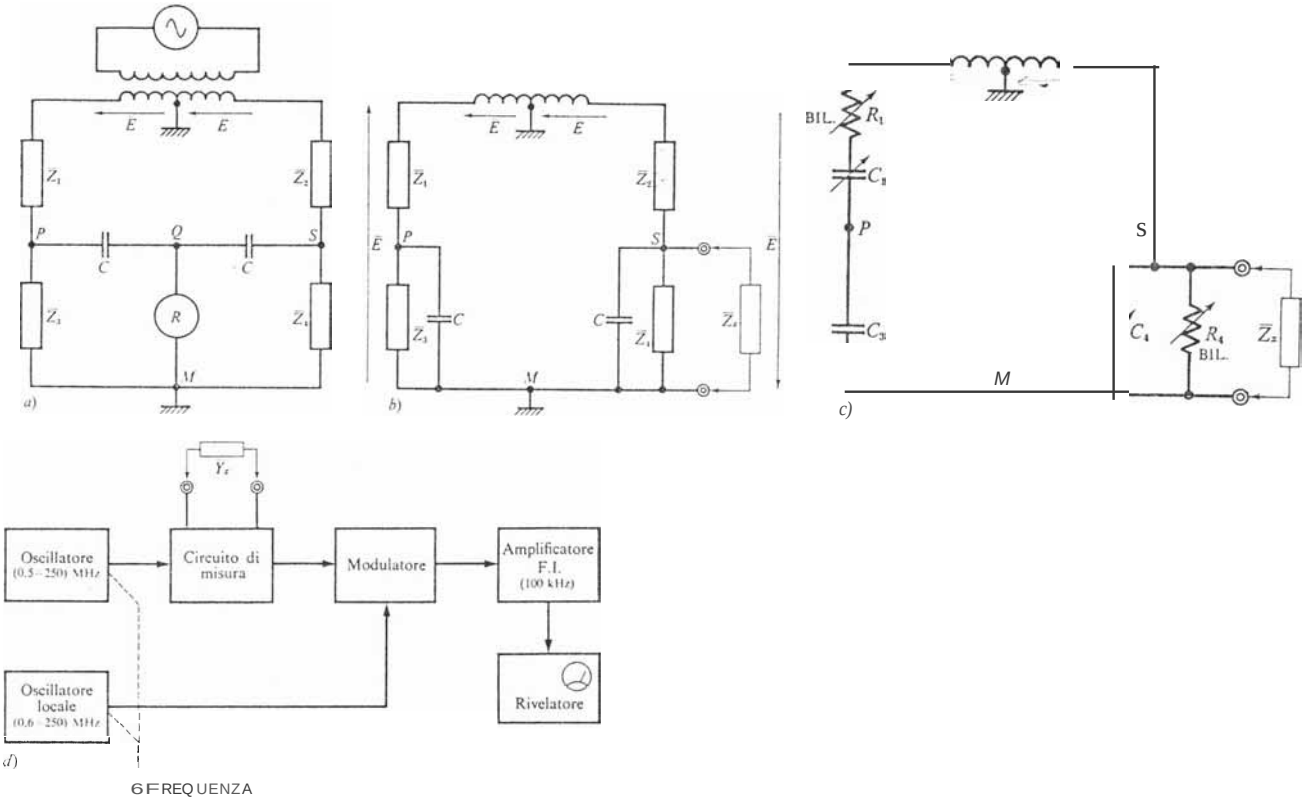


Figura 5.54. RX-meter: *a)* schema di princlplo del circuito di misura; *b)* situazione all'equilibrio; c) composizione semplificata dei quattro lati; *d)* schema a blocchi.

negativo nel caso contrario (il punto *D* sorpassa il punto C e si trova come nella fig. *5.49.c)*.
Esiste un semplice circuito a LED, che accende una sola delle due lampade a seconda del segno della tensione d'uscita del rivelatore di fase.

RX-meter

Un altro classico strumento è *l'RX-meter* (1): effettua la misura di ammettenze prevalentemente conduttive in alta frequenza (0,5÷250) MHz, utilizzando il metodo di sostituzione paralle10.
Lo schema di principio del circuito di misura è quello di fig. *5.54.a.* Seppure apparentemente diverso, questo circuito funziona come quello dei normali ponti a 4 lati. Infatti all'equilibrio, ai capi del rivelatore la cl.d.p. è nulla e quindi i due condensatori C possono essere considerati in parallelo a $\overline{Z}_3$ e $\overline{Z}_4$ rispettivamente (fig. *5.54.b)* e rientrare quindi nella taratura delle capacita in esse contenute. Inoltre, essendo il punto Q a potenziale di massa, i potenziali dei punti *P* ed S dovranno essere uguali ed opposti, ovvero,

$$\overline{E}\,\frac{\overline{Z}_3'}{\overline{Z}_1+\overline{Z}_3'}=-\left(-\overline{E}\,\frac{\overline{Z}_4'}{\overline{Z}_2+\overline{Z}_4'}\right) \qquad (5.118.)$$

(1) Si fa riferimento al Mod. 250B, RX Meter: *Hewlett-Packard.*

nella quale in $\overline{Z}_3'$ e in $\overline{Z}_4'$ si sono già considerati conglobati i due condensatori C. Dalla (5.118.) risulta

$$\overline{Z}_1\overline{Z}_4'=\overline{Z}_2\overline{Z}_3' \qquad (5.119.)$$

che è la condizione di equilibrio di un normale ponte a 4 lati. Se si aggiunge che questi lati sono costituiti da resistenze e capacita, come si può vedere dalla fig. *5.54.c,* ci si renderà conto che il funzionamento è 10 stesso del ponte di Schering.
L'equazione dell'equilibrio senza incognita è

$$\frac{1}{R_4}+j\omega C_4=\frac{j\omega C_3\left(RI+\frac{1}{j\omega C_1}\right)}{R_2} \qquad (5.120.)$$

e, separando parti reali e parti immaginarie, risulta

$$C_1=\frac{C_3}{R_2}R_4\,, \qquad (5.121.)$$

$$C_4=\frac{C_3}{R_2}R_1\,. \qquad (5.122.)$$

Per procedere alla taratura delle scale di Cl e C_4 si consideri che, con incognita disinserita, è $R_x=\infty$ e $C_x=0$: è appunto su tali valori che si fissano le scale di Cl e C_4 rispettivamente, ricercando poi l'equilibrio agendo su altri componenti *(R_4* e *RI)'*
Successivamente si inserisce l'incognita e si riporta il circuito all'equilibrio agendo solo su Cl e C_4. Ora

l'eq. (5.120.) si modifichera nella

$$\frac{1}{R_x} + jB_x + \frac{1}{R_4} + jw(C\text{-}l + \Delta C_4) =$$

$$-) \cdot 0JC^3 [R_1 + jW(C_l + \Delta Cl) \quad \frac{1}{R_2} \quad \frac{1}{\Delta Cl}] \qquad (5.123.)$$

e separando le parti reali da quelle immaginarie e sostituendo le (5.121.) e (5.122.), dopo semplici passaggi, risulta

$$R_x - \frac{C_3}{R_2} \frac{\Delta Cl}{Cl(Cl + \Delta C_1)} \qquad (5.124.)$$

$$B_x = -\omega \Delta C_4 \qquad (5.125.)$$

dalle quali appare chiaro che la parte reale e quella immaginaria de11'incognita $\overline{Y}_x$ dipendono (separatamente) rispettivamente da Cl e dalle variazioni di C_4. Ciò consente appunto di realizzare sui comando di Cl la scala di R_x e sui comando di C_4 la scala (con zero centrale e valori positivi e negativi) di C_x.

Qualora dovesse risultare per C_x un valorenegativo, significa che l'incognita ha parte reattiva induttiva e se ne ottiene il valore dalla:

$$Lx = \frac{1}{\omega^2 |Cxl} = \frac{1}{\omega^2 |\Delta C_4|} \qquad (5.126.)$$

Oltre al circuito di misura, 10 strumento presenta altri aspetti interessanti; nella fig. *5.54.d* è riportato 10 schema a blocchi del quale si nota la struttura tipo supereterodina: 1'0sci1latore che fornisce la tensione d'alimentazione al circuito di misura ha il proprio comando di frequenza accoppiato meccanicamente a quello di un oscillatore locale in modo che l'uscita del circuit9 modulatore sia sempre alia frequenza intermedia di 100 kHz, frequenza sulla quale è sintonizzato l'amplificatore del rivelatore di zero. Naturalmente la sintoma non risulterà perfetta: esiste un comando per affinarla.

Molto spesso, in apparecchiature di questo tipo, quando il circuito di misura è molto distante dall'equilibrio, l'indice del rivelatore si trova fuori scala e non si sa da che parte muovere i comandi per portarsi all'equilibrio. Nell'Rx-meter questo inconveniente è stato superato utilizzando un AGe (contro11o automatico di guadagno) che agisce sull'amplificatore a F.r. in modo che il rivelatore risulta molto sensibile in prossimita dello zero e poco alle estremita, sopportando una escursione di 60 dB del segnale senza andare fuori scala.

La notevole sensibilita dello strumento permette la misura di piccole capacita in parallelo a resistori 0 piccole induttanze in serie a resistori, cioè con angoli di fase assai prossirni allo zero. È inoltre possibile misurare irnpedenze con $\varphi \simeq 90°$ a disposizione parallelo, ma occorre fare attenzione perché, quando il rapporto Rx/X_X supera 100, intervengono le resistenze dei morsetti a deteriorare la precisione delle misure.

Il campo di misura di resistenze è compreso tra 15 Ω e 100 kΩ; per la capacità (0÷20) pF; per le induttanze 1 nH÷100 mHo

La precisione dipende dalla frequenza, dall'incognita, e, in ogni caso, non è migliore di qualche %.

3. Metodi di risonanza: Q-metro

3.1. Generalita. Richiami teorici

Nei paragrafi precedenti si sono illustrate appareccmature nelle quaE la misura viene fatta dopo aver condotto il circuito ad una condizione di zero, perché in questa condizione vale una particolare relazione (quella di equilibrio).

Analogamente, qualora si conduca un circuito risonante ad una condizione di risonanza, si verificano particolari circostanze che vengonoutilizzate proficuamente. Da questo principio sono derivati diversi metodi di misura.

Per motivi di sernplicita e perche l'obiettivo principale di questo libro è di fornire un quadro dei punti più importanti, ci si limitera a descrivere nelle prossime pagine il *Q-metro,* che serve per la misura di impedenze a R.F. ed è uno strumento di notevole importanza pratica e soprattutto didattica e che a quelle idee si riallaccia.

Consente di risalire al valore dei parametri di un componente (più in generale di un bipolo) passivo proprio alla frequenza alla quale verrà utilizzato. Il campo di frequenza nel quale opera questo strumento è compreso tra qualche decina di kHz e le centinaia di MHz.

Il suo funzionamento è basato suI fenomeno della risonanza nei circuiti *RLC* in regime sinusoidale; conviene quindi richiamare alcuni punti fondamentaE della teoria di questi circuiti.

Si consideri il circuito *RLC* serie eccitato da un generatore ideale di tensione sinusoidale di ampiezza costante *V* e frequenza variabile (fig. 5.55.). La risposta del circuito è data dalla corrente

$$\overline{1} = \frac{\overline{V}}{R + j(wL - 1\, jwC)}$$

il cui modulo vale

$$1 = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (wL - 1\, jwC)2}} . \qquad (5.127.)$$

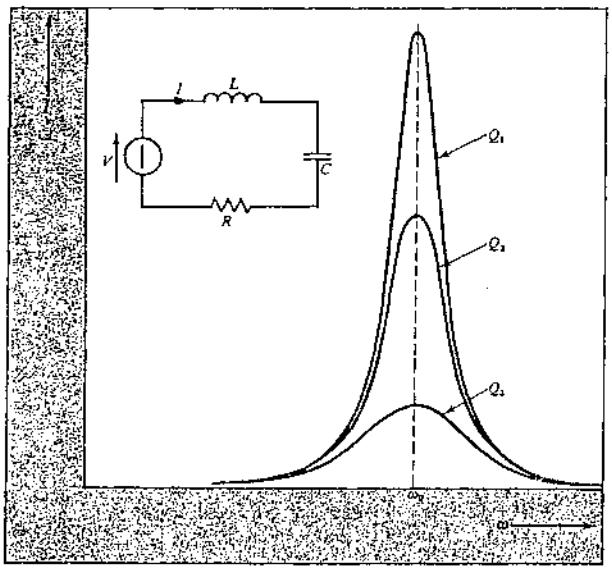


Figura 5.55. Risonanza serie: circuito *RLC* e relativa curva di risposta con $Q_1 > Q_2 > Q_3$.

È facile vedere che I varia al variare di ω e raggiunge un valore massimo per

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad \textit{(condizione di risonanza)} \tag{5.128.}$$

che vale

$$I_0 = \frac{V}{R} \tag{5.129.}$$

per un valore ω_0 della pulsazione

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{5.130.}$$

detta *pulsazione di risonanza*.

Durante il funzionamento vi è una certa energia di tipo reattivo immagazzinata nel circuito che viene continuamente scambiata tra il campo elettrico del condensatore e quello magnetico dell'induttore: questo è l'effetto utile. Vi è però anche un'energia attiva che viene continuamente dissipata nel circuito per la presenza della R: questo è l'effetto indesiderato. Il fenomeno oscillatorio si smorzerebbe per questa dissipazione se non venisse continuamente somministrata energia dal generatore.

Si considera indice della bontà del circuito e si indica con «Q» il rapporto tra la potenza reattiva P_r immagazzinata (effetto utile) *a quella attiva P_a dissipata* (effetto indesiderato); alla risonanza:

$$Q = \frac{P_r}{P_a} = \frac{\omega_0 L I_0^2}{R I_0^2} = \frac{\omega_0 L}{R} \tag{5.131.}$$

che, facendo uso della (5.130.), diventa

$$Q = \frac{(1/\omega_0 C) I_0^2}{R I_0^2} = \frac{1}{\omega_0 RC}. \tag{5.132.}$$

L'andamento della I al variare di ω è riportato in fig. 5.55. È facile vedere che la curva di risposta può essere più o meno aguzza. Si può, a partire dalla (5.127.), calcolare la banda passante, e si trova che essa vale:

$$B = \frac{f_0}{Q} \tag{5.133.}$$

dalla quale risulta che la curva è tanto più acuta (selettiva), quanto più elevato è il Q del circuito (a parità di f_0).

Per accertare sperimentalmente che il circuito è alla risonanza ($\omega = \omega_0$), la cosa più naturale sarebbe inserire un ampermetro nel circuito. Ciò tuttavia non è conveniente perché la resistenza interna dello strumento aumenterebbe in modo intollerabile le dissipazioni del circuito rendendo la curva di risonanza meno selettiva (meno facile accertarne il massimo) ed inoltre l'unico ampermetro adatto a questo scopo sarebbe quello a *termocoppia*, caratterizzato da notevole lentezza nella risposta (inerzia termica) e quindi poco adatto a rilevare il massimo di una curva come quella riportata. L'ostacolo può essere aggirato nel modo seguente: la tensione ai capi di C vale,

$$\overline{V}_c = \frac{\overline{I}}{j\omega C} = \frac{\overline{V}}{j\omega C[R + j(\omega L - 1/\omega C)]} \tag{5.134.}$$

e in modulo

$$V_c = \frac{V}{\omega C\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} =$$

$$= \frac{V}{RC\sqrt{\omega^2 + [(\omega^2 L)/R - 1/RC]^2}}. \tag{5.135.}$$

Per trovare ora per quale valore di $\omega = \omega_c$ la V_c diventa massima, occorre derivare l'espressione sotto radice nella (5.135.) ed annullare tale derivata (1). In tal modo risulta

$$\omega_c = \omega_0\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}. \tag{5.136.}$$

Si vede cioè che, se il Q è sufficientemente elevato, ad es. $Q > 10$,

$$\omega_c \simeq \omega_0 \tag{5.137.}$$

ovvero, *la risonanza ed il massimo della V_c avvengono in corrispondenza di pulsazioni praticamente uguali.* Questo è un'altro dei motivi per cui si cerca di non abbassare mai troppo il Q del circuito.

Ciò che si è dimostrato ($\omega_c \simeq \omega_0$) autorizza soprattutto ad accertare la risonanza non con un ampermetro, ma con un voltmetro opportuno, posto in parallelo a C, che in realtà rivela la condizione $V_c = V_{c\max}$.

Supposta verificata la (5.137.), dalla (5.135.) si avrà,

$$V_{c\max} = \frac{V}{\omega_0 RC} = QV \tag{5.138.}$$

che indica, se V è costante, che la lettura del voltmetro è proporzionale al Q del circuito.

---

(1) $$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\omega}\left[\omega^2 + \left(\frac{\omega^2 L}{R} - \frac{1}{RC}\right)^2\right] = 2\omega + 2\left(\frac{\omega^2 L}{R} - \frac{1}{RC}\right)\left(\frac{2\omega L}{R}\right)$$

$$2\omega_c + 2\left(\frac{\omega_c^2 L}{R} - \frac{1}{RC}\right)\left(\frac{2\omega_c L}{R}\right) = 2\omega_c + 4\frac{\omega_c^2 L^2}{R^2} - 4\frac{\omega_c L}{R^2 C} = 0$$

$$\frac{2\omega_c^2 L^2}{R^2} = 2\frac{L}{R^2 C} - 1$$

$$\omega_c^2 = \frac{2L}{2L^2 C} - \frac{R^2}{2L^2} = \frac{1}{LC} - \frac{1}{2}\frac{\omega_0^2}{\omega_0^2}\frac{R^2}{L^2} = \omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{2Q^2} =$$

$$= \omega_0^2\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)$$

nella quale si è fatto uso della (5.130.) e della (5.131.).

3.2. Principio di funzionamento

Lo schema a blocchi del Q-metro è rappresentato in fig. 5.56.*a*. Il generatore è costituito da un oscillatore sinusoidale per R.F. a frequenza variabile e alimenta un circuito risonante serie formato da una bobina (1) e da un condensatore variabile. Quando il circuito viene posto in risonanza, agendo o sulla frequenza del generatore o sul condensatore variabile, il voltmetro, che è posto in parallelo al condensatore, rivela tale situazione (vedi § 3.1.).

Le caratteristiche richieste al circuito risonante sono, come già si è detto, quelle di avere le minori perdite possibili, in modo che sia molto accentuato il fenomeno della risonanza (fig. 5.55.). Queste perdite, essendo il condensatore variabile di elevatissima qualità, sono da attribuirsi prevalentemente alla resistenza serie della bobina.

Al circuito risonante si accede dall'esterno tramite due coppie di morsetti (fig. 5.56.*b*) in modo da potersi inserire in serie al circuito risonante o in parallelo al condensatore variabile. Per l'inserzione delle bobine ci si serve della coppia di morsetti L-H che, se il Q è elevato, alla risonanza si trovano a notevole d.d.p. di R.F. l'uno rispetto all'altro, perché la tensione del morsetto L è V, mentre quella di H vale QV (2).

Il morsetto L si può praticamente considerare a massa e, qualora si effettuino misure con induttori schermati, se uno dei terminali è collegato con lo schermo, questo va posto in L (fig. 5.56.*c*); in tal modo le capacità parassite dello schermo verso massa hanno la minor influenza sul funzionamento del circuito.

I morsetti per lavorare in parallelo alla capacità variabile C sono indicati con H e GND (*ground*); anche qui vale l'annotazione precedente se si fa uso di componenti schermati.

Il condensatore C è costituito da due sezioni variabili in parallelo, di cui una di circa $(50 \div 500)$ pF e l'altra di $(1 \div 10)$ pF per consentire una più fine messa a punto. Infatti la risonanza del circuito può essere ottenuta o per variazione di capacità o per variazione di frequenza.

A tal fine, per coprire il grande campo di frequenza, il generatore deve avere più gamme e quindi la possibilità di variare la frequenza a scatti e finemente, pur mantenendo inalterata una elevata stabilità di frequenza. Invece la precisione con cui questa può essere letta sul quadrante non è mai migliore dell'1%.

È inoltre necessario che il generatore abbia una bassissima resistenza d'uscita, dato che essa si aggiunge alla resistenza serie del circuito che deve essere piccola perché il Q risulti il più elevato possibile.

Analoghe considerazioni valgono per il V.E. che per lo stesso motivo dovrà avere una resistenza d'ingresso molto elevata (decine di MΩ), oltre alla necessaria possibilità di funzionare alle frequenze del generatore.

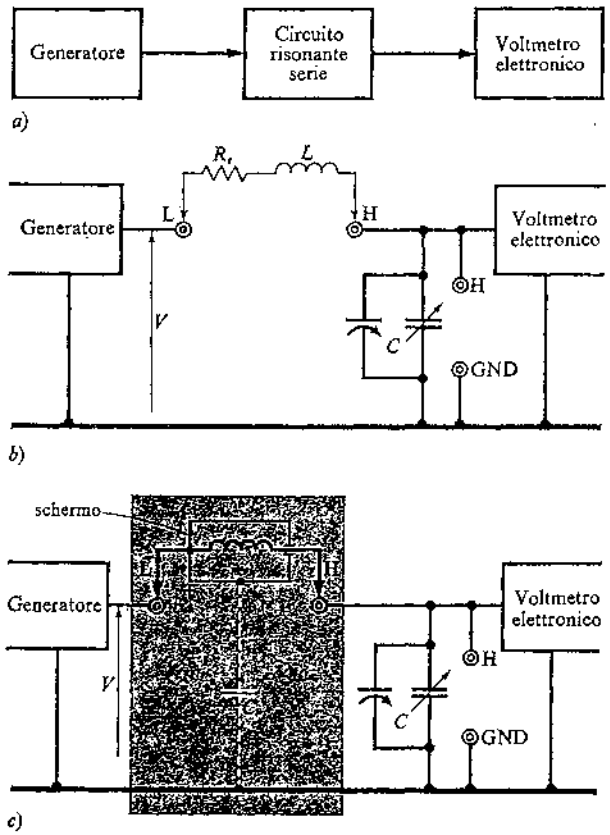


Figura 5.56. Q-metro: *a*) schema a blocchi di principio; *b*) modi di accesso; *c*) metodo corretto di inserzione di una bobina schermata.

(1) Per un uso corretto del Q-metro è necessario disporre di un corredo di bobine schermate, dette *bobine zavorra*, che coprono l'intero campo di frequenza dello strumento.

3.3. Particolarità costruttive

Generatore

È costituito da un oscillatore sinusoidale a R.F. e da un circuito adattatore di impedenza la cui funzione è quella di far sì che il generatore sia il più possibile simile ad un generatore ideale di tensione. Lo scopo è spesso raggiunto con una rete a « L » come in fig. 5.57.*a*: è importante che $\overline{Z}_2$ sia molto piccola rispetto alla $\overline{Z}_1$, compatibilmente con l'esigenza di poter disporre in uscita di un segnale di ampiezza sufficiente ad alimentare il circuito risonante. Per Q-metri il cui campo di frequenza si estenda alle centinaia di MHz il circuito di adattamento è costituito da induttanze di piccolissimo valore (l'ordine di grandezza della L sono i nH), mentre per

(2) Le notazioni L (*low*) e H (*high*) stanno appunto ad indicare che il primo morsetto è a *basso* e il secondo ad *alto* potenziale.

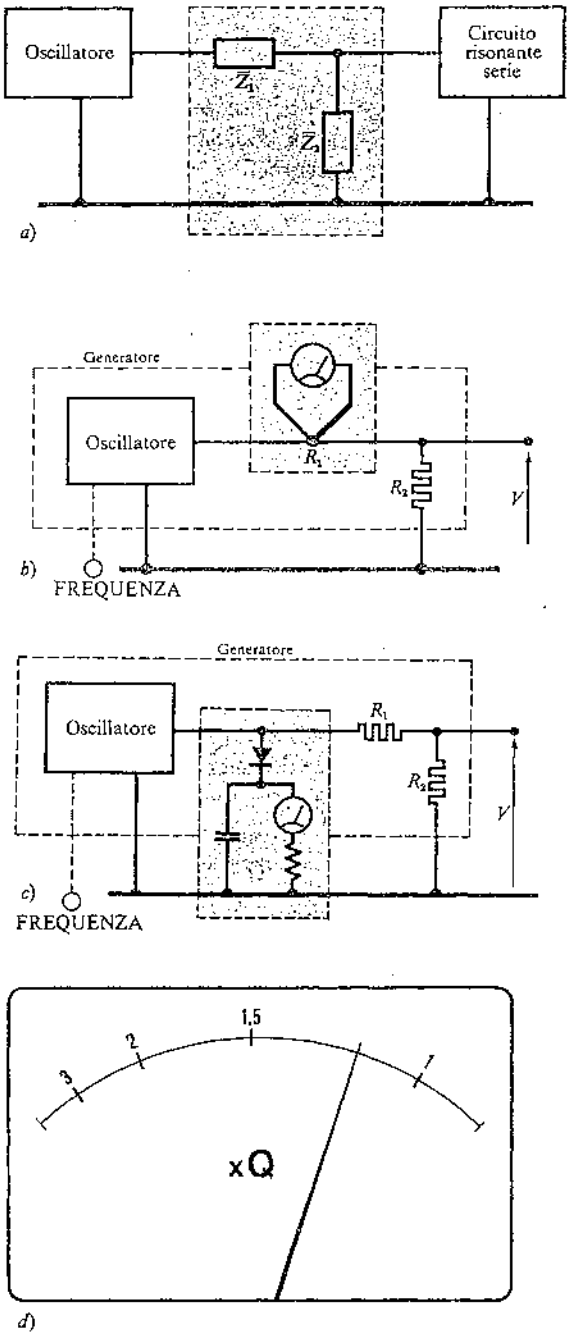


Figura 5.57. Q-metro. Generatore: *a*) circuito di adattamento dell'oscillatore al circuito risonante; *b*) e *c*) circuiti per il controllo di V con strumento a termocoppia e con voltmetro a valore di cresta; *d*) scala $\times Q$.

$f < 50$ MHz il circuito di adattamento è formato da resistori antiinduttivi di cui R_2, per gli strumenti di maggior pregio, vale alcuni centesimi di ohm ed è realizzata con fili d'oro (per la stabilità) disposti a « gabbia di scoiattolo » (per evitare l'effetto pelle). Z_1 è anch'essa una resistenza dell'ordine della decina di ohm, alla quale può essere sostituito il filamento riscaldatore di un ampermetro a termocoppia per il controllo della tensione V (fig. 5.57.*b*). Tale controllo si rende necessario perché il voltmetro, tarato per un valore particolare di V direttamente in Q, dia misure attendibili (eq. 5.138.).

Il controllo della V può avvenire anche in modo diverso (fig. 5.57.*c*), con un voltmetro di cresta: poiché l'ordine di grandezza è di alcune decine di mV, non può essere direttamente misurata con uno strumento di questo tipo ed allora si preferisce misurare la tensione a monte di R_1 che è di valore più elevato e rilevabile da tale circuito.

L'ampiezza della V può variare con la frequenza: è allora necessario disporre di un comando (*controllo* $\times Q$) per riportarla al valore di taratura. La regolazione avviene variando la tensione di alimentazione dell'oscillatore.

La scala dello strumento potrà allora essere come in fig. 5.57.*d*, dove l'indicazione $\times 1$ rappresenta il valore di taratura del V.E. quando si stiano misurando Q di poche centinaia. Per valori di Q più elevati (> 300), il V.E. andrebbe oltre il f.s. ed è quindi necessario diminuire la V (se ad es. la si dimezza, in $\times 2$, la lettura del Q sul V.E. va moltiplicata per 2). Nei limiti del possibile è però consigliabile utilizzare la posizione $\times 1$ alla quale corrisponde un minor errore relativo perché si è in prossimità del f.s. Le specifiche del costruttore riguardo alla precisione della lettura di Q si riferiscono infatti alla lettura diretta ($\times 1$). Questa precisione è, negli strumenti di maggior pregio, compresa tra il $(5 \div 20)\%$, a seconda della frequenza alla quale si compie la misura: in particolare è circa del 5% per $f < 100$ MHz, passa al 12% attorno ai 200 MHz; per giungere al 20% ai 300 MHz. Nelle misure moltiplicate si ha un'ulteriore diminuzione della precisione.

Questa specifica, dovuta principalmente al comportamento del V.E., non è certamente molto brillante, ma occorre pensare che si riferisce ad un parametro secondario dell'impedenza incognita.

Voltmetro elettronico

Deve avere impedenza d'ingresso molto elevata, al fine di non smorzare il circuito risonante, banda adeguata al campo di frequenza del Q-metro, e possibilmente struttura semplice. Il problema della sensibilità non riveste invece molta importanza perché è sempre possibile intervenire sul livello del segnale fornito dal generatore.

Questo voltmetro può essere ottenuto con strutture contenenti un *rivelatore di picco* o con circuiti di *rivelazione a legge quadratica*. Si prenderà qui in esame questa seconda possibilità, in quanto della prima si è già trattato in altra parte.

Per realizzare l'andamento quadratico si utilizza la transcaratteristica di un componente attivo (tubo a vuoto o FET) che, polarizzato in un punto dove la non linearità è più accentuata, distorce il segnale d'ingresso, generando una componente continua che aumenta con l'ampiezza del segnale (fig. 5.58.*b*).

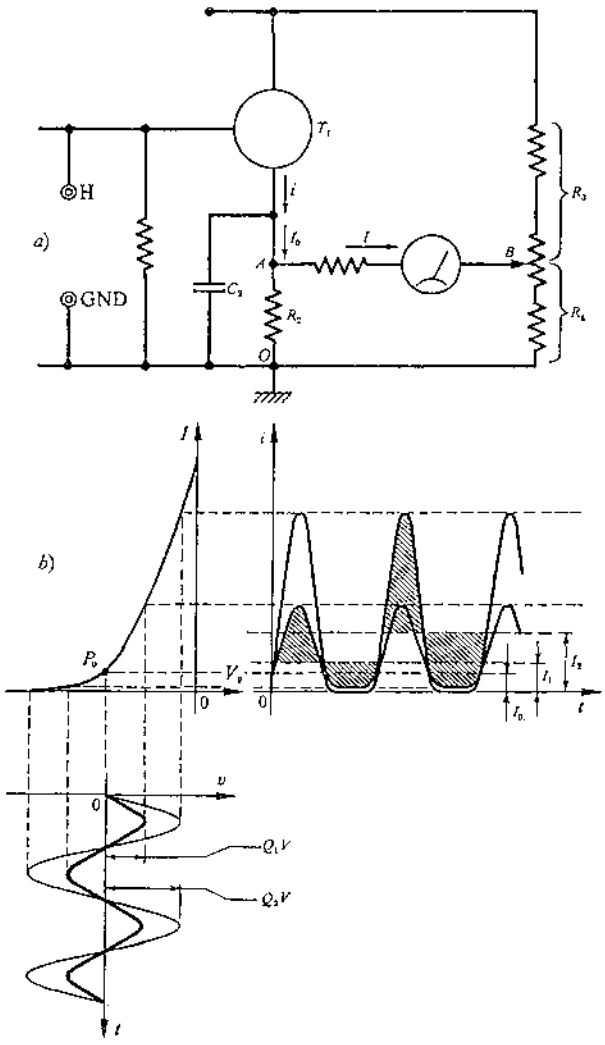


Figura 5.58. Q-metro. Voltmetro elettronico: *a*) circuito semplificato; *b*) principio di funzionamento.

Lo schema circuitale è riportato in fig. 5.58.*a*, e la struttura a ponte (costituita da T_1, R_2, R_3, R_4) è giustificata dalla necessità di eliminare dalla indicazione dello strumento a bobina mobile la componente continua dovuta al regime statico del componente attivo. In assenza di segnale (perché la V di fig. 5.57.*c* è nulla o perché il circuito oscillante è lontano dalla risonanza) vi è una I_0 che determina su R_2 una

$$V_{AO} = R_2 I_0 .$$

In questa situazione lo strumento deve indicare zero e quindi deve essere

$$V_{AO} = V_{BO} .$$

La presenza del segnale di ingresso porta all'aumento della corrente in R_2 a causa della distorsione e poiché B è a potenziale costante (1), l'incremento della V determina il passaggio di una corrente I nello strumento per dc inserito nella diagonale di rivelazione. Aumentando il segnale in entrata aumenta la distorsione e di conseguenza il valor medio della corrente ($I_0 \rightarrow I_1 \rightarrow I_2$).

Il V.E. ha la scala tarata in valori di Q e parte da circa 50 unità (dal momento che al di sotto di questo valore, come si è appena visto, la misura non è soddisfacente). Per misurare Q inferiori vi è un'apposita scala espansa (da circa 10 a 60) chiamata scala LOW Q. In fig. 5.59.*a* è riportato lo schema per comprendere come si realizza questa espansione. Se si osserva che con S nella posizione Q la resistenza addizionale dello strumento è di circa 50 kΩ, mentre nella posizione LOW Q è di circa 5 kΩ, si comprende che si è realizzata una variazione della portata voltmetrica e cioè una espansione di scala. È bene accertarsi, prima di commutare S da Q a LOW Q che il fattore di bontà sia minore di 60 unità.

Nelle misure per sostituzione (vedi § 3.5.), al fine di apprezzare meglio le piccole variazioni di Q come quelle conseguenti alla inserzione di un bipolo scarsamente dissipativo, si ricorre alla scala ΔQ. Per il suo uso, prima di inserire l'incognita, occorre effettuare un bilanciamento preventivo che consiste nel portare l'indice del V.E., con S in ΔQ, nella posizione di f.s. (corrispondente a zero), regolando il comando di bil. ΔQ in modo che I coincida con la $I_{f.s.}$ dello strumento. Ora, inserita l'incognita e

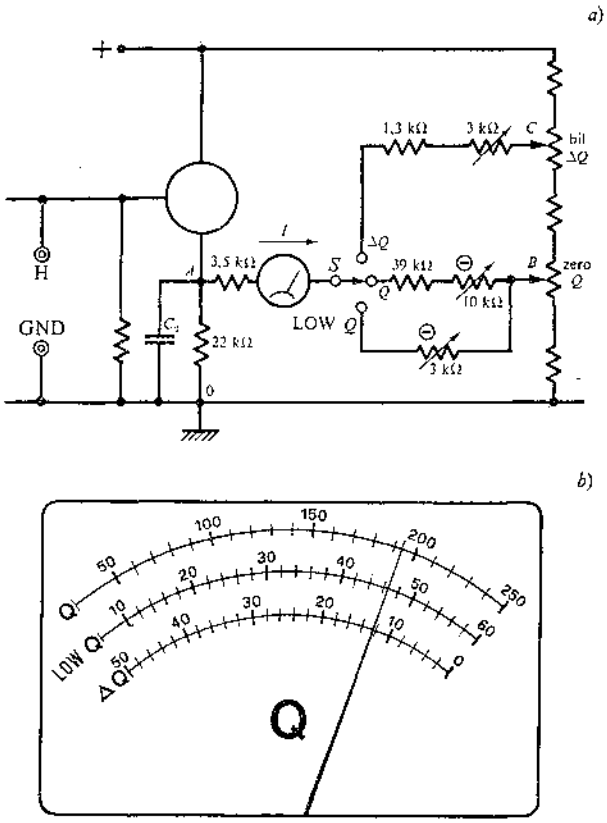


Figura 5.59. Q-metro. Voltmetro elettronico: *a*) schema funzionale; *b*) scale Q, LOW Q, ΔQ.

(1) Si dimensiona infatti il partitore (R_3; R_4) in modo sia attraversato da una corrente assai più elevata di I.

riportato il circuito alla risonanza, si può apprezzare il ΔQ.
Sul quadrante del condensatore variabile è inoltre riportata un'altra *scala ausiliaria* che permette di leggere direttamente il valore della induttanza della bobina inserita tra i morsetti L-H (fig. 5.56.*b*) nelle misure dirette. La taratura di tale scala è però valida soltanto se si utilizza, per ogni gamma, una ben determinata frequenza alla quale corrisponde un certo campo di variazione di L (tab. 5.5.).
Infatti, dalla

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} \qquad (5.139.)$$

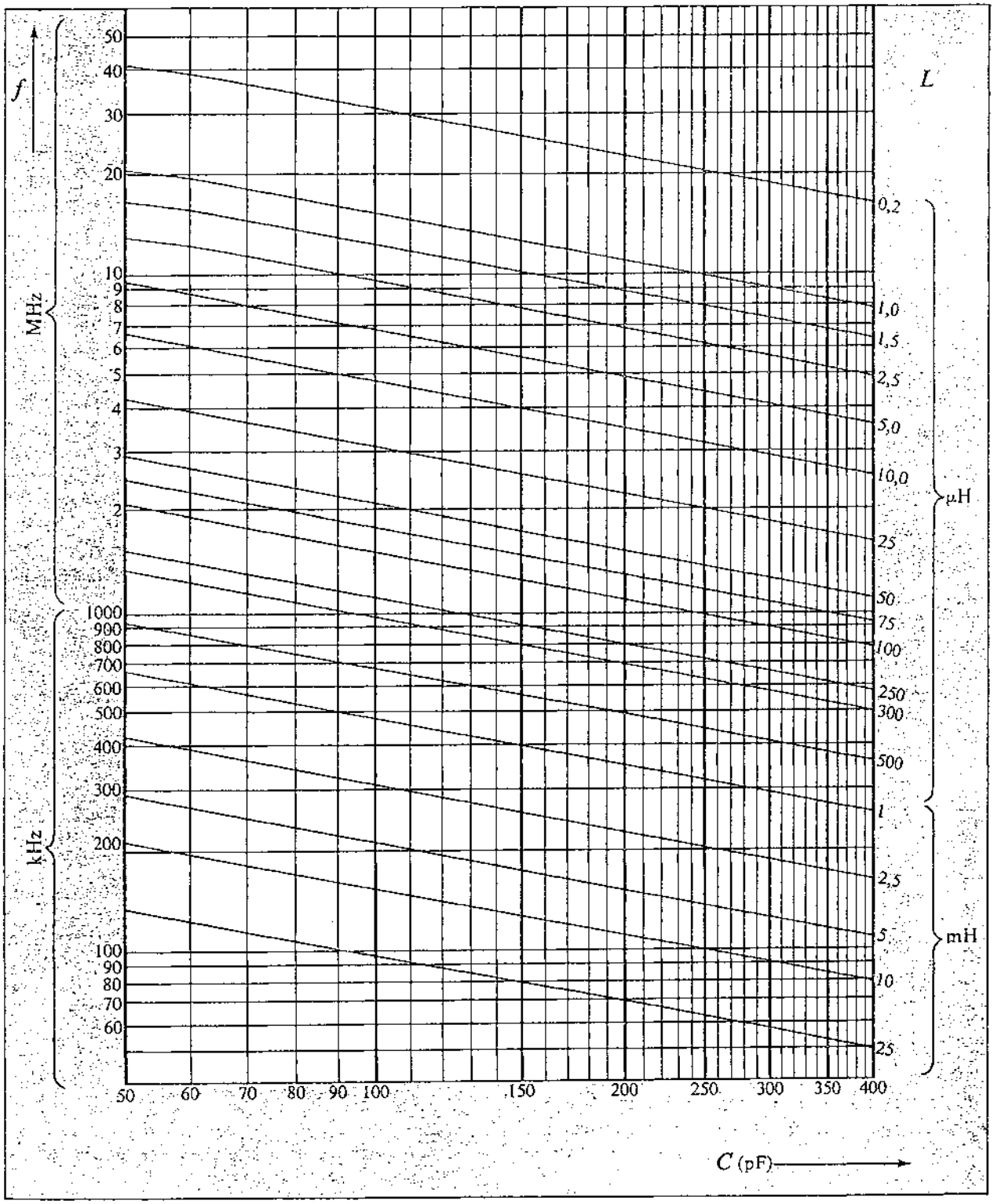


Figura 5.60. Diagramma della condizione di risonanza.

Tabella 5.5. *Lettura diretta delle induttanze con il Q-metro.*

L	f
(0,1÷1,0) μH	25,0 MHz
(1÷10) μH	7,9 MHz
(10÷100) μH	2,5 MHz
(0,1÷1,0) mH	790 kHz
(1÷10) mH	250 kHz
(10÷100) mH	79,0 kHz

fissando f_0, poiché C può variare tra (50÷500) pF, rimane automaticamente definito di quanto può variare L.
Della relazione (5.139.) esiste anche una rappresentazione grafica (fig. 5.60.) che è particolarmente utile per individuare immediatamente una delle tre variabili L, C, f_0, note le rimanenti due. In questo diagramma le rette ad induttanza costante sono tracciate per i valori delle bobine zavorra di corredo (nota 1 a pag. 311).

3.4. Operazioni preliminari

Per poter effettuare le misure con la precisione delle specifiche, lo strumento deve raggiungere l'*equilibrio termico*. Ciò richiede che venga acceso almeno un'ora prima che inizi la misura.
Occorre poi procedere all'*azzeramento del voltmetro elettronico*: l'indicazione deve essere zero quando la tensione V è nulla. A questo scopo il comando di V (controllo $\times Q$) deve essere portato nella posizione minima. Si completa il circuito inserendo tra L e H una bobina e ci si pone ad una frequenza lontana da quella di risonanza. In queste condizioni si può essere certi che la tensione all'ingresso del V.E. è nulla.
Se appare un'indicazione diversa da zero, questa è da imputarsi ad uno squilibrio del ponte che costituisce il circuito del V.E. (fig. 5.58.*a*) e può essere eliminata agendo sul comando ZERO Q. Nei Q-metri che posseggono la scala LOW Q si ottiene un azzeramento particolarmente accurato commutando alternativamente S dalla posizione Q a quella LOW Q (fig. 5.59.*a*).
Nello schema di fig. 5.61. sono posti in evidenza i comandi esterni dello strumento.

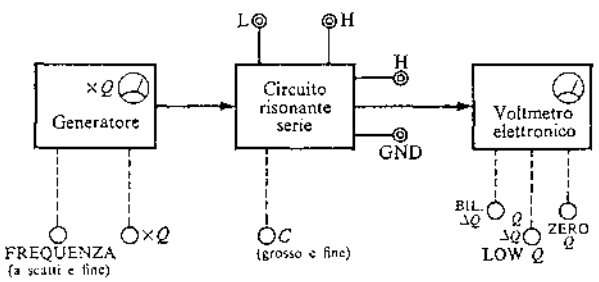


Figura 5.61. Q-metro: schema a blocchi funzionale completo dei controlli esterni.

3.5. Metodi di misura con il Q-metro

Il Q-metro consente di procedere a misure su bipoli alla frequenza di utilizzazione con metodi diversi:
– *metodo diretto*;
– *metodo indiretto*.

Metodo diretto

Si effettua esclusivamente per misure su induttori che vanno inseriti tra i morsetti L e H. Il procedimento per trovare il valore di L è il seguente:
a) si pone il generatore alla frequenza voluta;
b) si agisce sul condensatore variabile fino a portare il circuito alla risonanza (1);
c) si effettuano le letture di C e di Q.
Dal valore trovato di C si può risalire a quello incognito L utilizzando la (5.139.). Più semplicemente, ma limitatamente al caso in cui la frequenza di lavoro coincida con una di quelle riportate in tab. 5.5., il valore di L si legge direttamente sulla scala ausiliaria di cui si è detto.
Da quanto esposto, appare chiaro che il metodo diretto è molto semplice, però consente un limitato numero di misure e spesso i risultati sono affetti da errori non trascurabili. Infatti la misura di L e di Q porta a valori che non sono quelli dell'incognita, ma di tutto il circuito risonante. Ciò è messo in evidenza in fig. 5.62. dove oltre a r appaiono

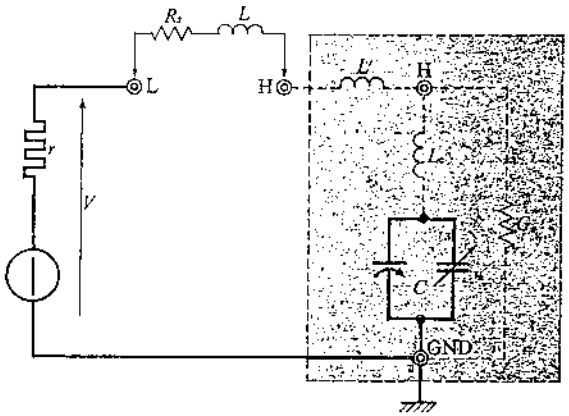


Figura 5.62. Q-metro: parametri parassiti (L', L_e, G_p) del circuito risonante.

(1) Se non si riesce a portare il circuito alla risonanza vuol dire che il punto di lavoro che si vuole ottenere non cade all'interno del diagramma di fig. 5.60. È allora necessario cambiare la frequenza di lavoro, o, se è tassativo non variarla, ricorrere ad un condensatore variabile ausiliario (fornito a richiesta dal costruttore), da inserirsi in parallelo a C e che estende il campo di lavoro. Oppure si passa al metodo indiretto.

anche i parametri del circuito: G_V = conduttanza d'ingresso del V.E. e di perdita di C, L_C = induttanza serie di C, L' = induttanza serie dei collegamenti. L'errore che si commette è tanto più grande quanto più L e R sono piccole e perciò paragonabili rispettivamente alla induttanza ed alla resistenza serie residue del circuito.

Metodo indiretto (o di sostituzione)

Consente di eseguire un numero molto elevato di misure su bipoli passivi di qualunque natura ed anche di ovviare agli inconvenienti propri del metodo diretto.
È basato sul confronto tra i dati desunti dal circuito alla risonanza senza l'incognita e quelli ricavati dal circuito posto nuovamente in risonanza dopo l'inserzione dell'incognita. Si hanno due tipi di sostituzione, *in serie o in parallelo*, a seconda che l'impedenza incognita sia rispettivamente piccola oppure grande. È cioè necessario che la parte dissipativa non abbassi troppo il Q e che quella reattiva possa essere compensata con l'escursione del condensatore variabile C.

Sostituzione serie

Il bipolo incognito va inserito in serie alla bobina zavorra L (fig. 5.63.). Per facilitare questa manovra il costruttore fornisce a richiesta un apposito *adattatore* nel quale si realizza anche la funzione indicata in figura dal tasto T.

– *T in posizione 1*:
l'incognita è esclusa ed il circuito è quello solito. Raggiunta la risonanza, vale la

$$j\omega_0 L - j\frac{1}{\omega_0 C_1} = 0 \qquad (5.140.)$$

e si effettuano le letture di f_0, C_1, Q_1. Per Q_1, ricordando le (5.131.) e (5.132.)

$$Q_1 = \frac{\omega_0 L}{R_1} = \frac{1}{\omega_0 C_1 R_1} \qquad (5.141.)$$

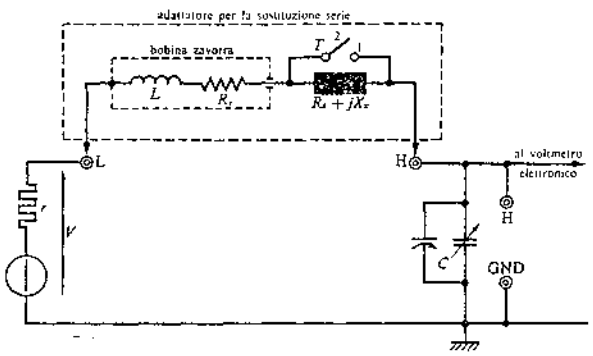


Figura 5.63. Q-metro: schema circuitale per la sostituzione serie.

da cui

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1 Q_1} \qquad (5.142.)$$

che esprime la resistenza serie complessiva del circuito.

– *T in posizione 2*:
riportato il circuito in risonanza agendo su C, le (5.140.) e (5.141.) si modificano nelle

$$j\omega_0 L - j\left[\frac{1}{\omega_0 C_2} - X_x\right] = 0 \qquad (5.143.)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_0 L}{R_1 + R_x} = \frac{(1/\omega_0 C_2) - X_x}{R_1 + R_x}$$

ma essendo l'espressione tra parentesi nella (5.143.) uguale a $1/\omega_0 C_1$ per la (5.140.), si avrà:

$$Q_2 = \frac{1}{\omega_0 C_1 (R_1 + R_x)}. \qquad (5.144.)$$

Ora si leggono sullo strumento i valori di C_2 e Q_2.
A questo punto si possono ottenere le due incognite R_x e X_x, in funzione dei soli valori misurati f_0, C_1, Q_1, C_2, Q_2, eliminando dalle relazioni precedenti R_1 e L che o non sono note, oppure lo sono con scarsa precisione.
Infatti dalla (5.144.)

$$R_x = \frac{1}{\omega_0 C_1 Q_2} - R_1$$

sostituendovi la (5.142.) si ottiene la

$$R_x = \frac{1}{\omega_0 C_1}\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right). \qquad (5.145.)$$

Invece dalla (5.143.)

$$X_x = \frac{1}{\omega_0 C_2} - \omega_0 L$$

per sostituzione della (5.140.), risulta

$$X_x = \frac{1}{\omega_0 C_2} - \frac{1}{\omega_0 C_1} = \frac{1}{\omega_0}\cdot\frac{C_1 - C_2}{C_1 C_2}. \qquad (5.146.)$$

Sostituzione parallelo

Il bipolo incognito $G_x + jB_x$ va inserito in parallelo al condensatore variabile (morsetti H-GND) (fig. 5.64.*a*). In figura viene considerato il tasto T la cui funzione si realizza inserendo e disinserendo l'incognita.
Per una trattazione più immediata conviene trasformare col teorema di Norton il circuito in una configurazione di tipo parallelo (fig. 5.64.*b*), dove G_1 [1]

---

[1] La G_1 è legata alla R_1 vista in precedenza dalla relazione approssimata (5.10.), qui riportata:

$$G_1 \simeq \frac{R_1}{X^2}.$$

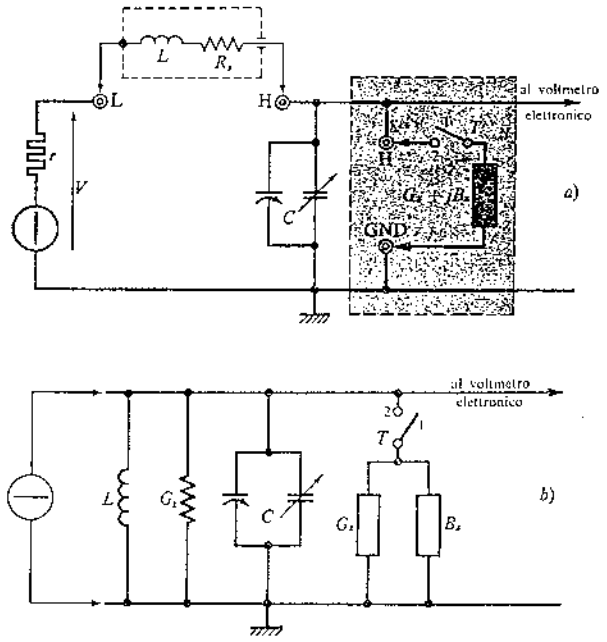


Figura 5.64. Q-metro: *a*) schema circuitale per la sostituzione parallelo; *b*) circuito equivalente.

è la conduttanza equivalente parallelo del circuito di misura. Più semplicemente questa trasformazione è possibile con buona approssimazione se il Q è elevato, considerando il morsetto L praticamente a potenziale di massa.

– *T in posizione 1*:

l'incognita è esclusa ed il circuito è quello solito. Alla risonanza si avrà:

$$j\omega_0 C_1 - j\frac{1}{\omega_0 L} = 0 \qquad (5.147.)$$

$$Q_1 = \frac{1}{\omega_0 L G_1} = \frac{\omega_0 C_1}{G_1} \qquad (5.148.)$$

e si effettuano le letture di f_0, C_1, Q_1.
Dalla (5.148.) si ha,

$$G_1 = \frac{\omega_0 C_1}{Q_1} . \qquad (5.149.)$$

– *T in posizione 2*:

riportato il circuito in risonanza agendo su C, si leggono C_2 e Q_2 e le relazioni precedenti si modificano nelle:

$$j[\omega_0 C_2 + B_x] - j\frac{1}{\omega_0 L} = 0 \qquad (5.150.)$$

$$Q_2 = \frac{1}{\omega_0 L (G_1 + G_x)} = \frac{[\omega_0 C_2 + B_x]}{G_1 + G_x}$$

ma essendo l'espressione tra parentesi nella (5.150.) uguale a $\omega_0 C_1$, per la (5.147.), si avrà:

$$Q_2 = \frac{\omega_0 C_1}{G_1 + G_x} . \qquad (5.151.)$$

A questo punto si possono ottenere G_x e B_x in funzione delle sole grandezze misurate f_0, C_1, Q_1, C_2, Q_2, eliminando G_1 e L che o non sono noti oppure lo sono con scarsa precisione. Dalla (5.151.)

$$G_x = \frac{\omega_0 C_1}{Q_2} - G_1$$

sostituendovi la (5.149.) si ottiene

$$G_x = \omega_0 C_1 \left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right) . \qquad (5.152.)$$

Invece dalla (5.150.)

$$B_x = \frac{1}{\omega_0 L} - \omega_0 C_2$$

per sostituzione della (5.147.) risulta

$$B_x = \omega_0 C_1 - \omega_0 C_2 = \omega_0 (C_1 - C_2) . \qquad (5.153.)$$

3.6. Correzioni

Allo scopo di aumentare la precisione, i risultati che si ottengono dalla applicazione dei vari metodi possono venire corretti per eliminare l'influenza dei parametri parassiti.
Non si ritiene opportuno soffermarsi su tali correzioni per le quali si rimanda ai manuali di corredo di ogni Q-metro.

3.7. Misure col Q-metro

Resistori

Si ricorre ai metodi di sostituzione serie oppure parallelo a seconda e del valore del resistore e della frequenza alla quale si deve compiere la misura. Fermo restando quanto detto all'inizio del paragrafo 3.5., per indicazioni più precise ci si riferisca al diagramma di fig. 5.65. Le formule (5.145.), (5.146.), (5.152.) e (5.153.) danno nei vari casi sia la parte reale che quella immaginaria, dalla quale è immediato ricavare il *residuo reattivo* ed eventualmente la *costante di tempo* (§ 1.3.).

Induttori

Prescindendo dal metodo diretto di cui si è già trattato, si ricade nei due casi del metodo indiretto.
Il metodo indiretto serie viene scelto per bobine di piccolo valore di induttanza utilizzando il diagramma

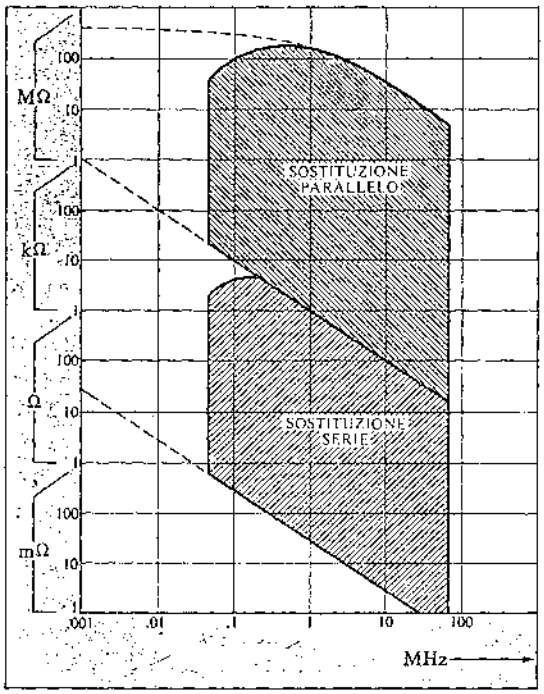


Figura 5.65. *Q*-metro: diagramma per la scelta del metodo di inserzione per la misura di resistenza.

di fig. 5.66. In questo caso le formule risolutive sono:

$$L_x = \frac{X_x}{\omega_0}; \tag{5.154.}$$

$$Q_x = \frac{X_x}{R_x} \tag{5.155.}$$

mentre per la inserzione parallelo, valgono le

$$L_x = \frac{1}{\omega_0 |B_x|}, \tag{5.156.}$$

$$Q_x = \frac{|B_x|}{G_x}. \tag{5.157.}$$

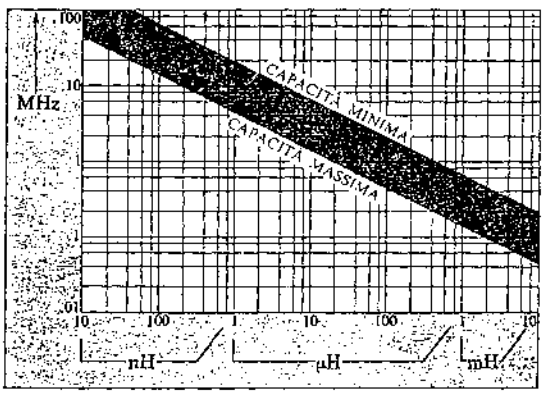


Figura 5.66. *Q*-metro: diagramma che indica il campo di misura per bobine di piccola induttanza con il metodo serie (la zona scura è quella consentita, dovuta alla possibilità di escursione del condensatore variabile).

Condensatori

Sempre in base al principio generale enunciato risulterà opportuno il metodo di sostituzione serie per capacità di elevato valore e quello di sostituzione parallelo per capacità piccole, minori di $\Delta C_{max} = C_{max} - C_{min}$ indicando rispettivamente con C_{max} e C_{min} il valore di capacità massimo e minimo che può assumere il campione variabile C.
Per la sostituzione serie, dalle (5.145.), (5.146.) si ottiene,

$$C_x = \frac{C_1 C_2}{C_2 - C_1} = -\frac{C_1 C_2}{\Delta C}, \tag{5.158.}$$

e dalla (5.24.),

$$\operatorname{tang}\delta_x = \omega_0 R_x C_x = \frac{C_2}{\Delta C}\left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_2}\right). \tag{5.159.}$$

Per la sostituzione parallelo, dalle (5.154.), (5.155.) e (5.24.)

$$C_x = C_1 - C_2 = \Delta C, \tag{5.160.}$$

$$\operatorname{tang}\delta_x = \frac{G_x}{\omega_0 C_x} = \frac{C_1}{C_1 - C_2}\cdot\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right) =$$

$$= \frac{C_1}{\Delta C}\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right). \tag{5.161.}$$

Metodi particolari

Misura della capacità parassita di una bobina

Si procede con il metodo diretto. Con riferimento alla fig. 5.67.*a* si vede che, essendo il punto L praticamente a massa, si può scrivere per una certa f_0,

$$\frac{1}{\omega_0^2} = L(C_d + C) \tag{5.162.}$$

nella quale compaiono due grandezze incognite L e C. È quindi necessario disporre di un'altra equazione nelle stesse incognite, e in pratica basta compiere due misure a due diversi valori di ω_0 e di C. In tal modo si ottiene il sistema:

$$\begin{cases} \dfrac{1}{\omega_{01}^2} = L(C_d + C_1) \\ \dfrac{1}{\omega_{02}^2} = L(C_d + C_2) \end{cases} \tag{5.163.}$$

che può essere risolto per via analitica o per via grafica.

– *Soluzione analitica*:

per semplificare conviene scegliere una $\omega_{02} = 2\omega_{01}$; risolvendo, risulta

$$C_d = \frac{C_1 - 4C_2}{3}; \qquad L = \frac{3}{4\omega_{01}^2(C_1 - C_2)}. \tag{5.164.}$$

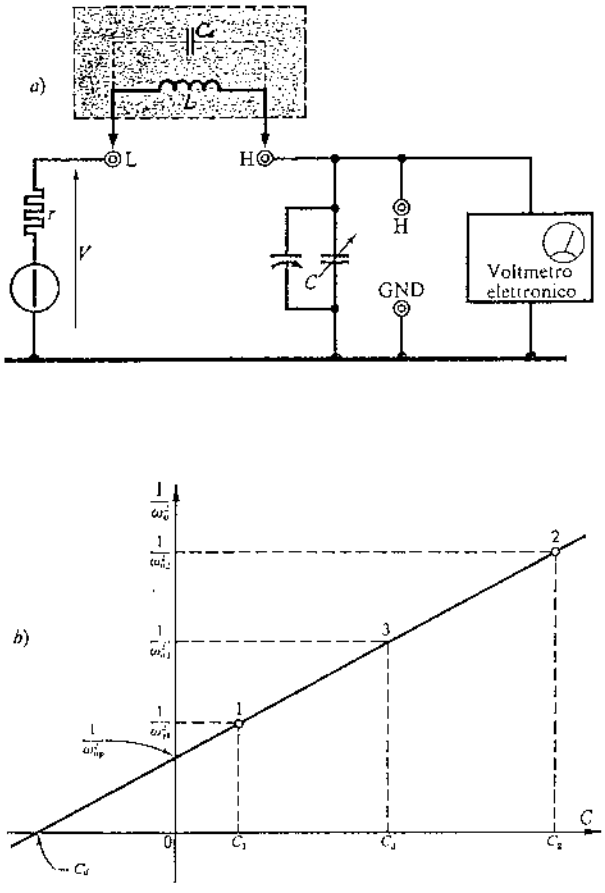


Figura 5.67. *Q*-metro. Misura della capacità parassita di una bobina: *a*) schema circuitale; *b*) soluzione grafica.

– *Soluzione grafica*:

è conveniente compiere le misure in modo da avere valori di C_1 e C_2 molto diversi tra di loro. Infatti, poiché la (5.162.) può essere rappresentata come una retta (fig. 5.67.*b*) è meglio che i punti che la individuano siano distanti per diminuire l'errore di inclinazione. Una terza misura (punto 3) può essere utile come controllo. È facile vedere che il segmento intercettato sull'asse delle ascisse vale $-C_d$, mentre quello sull'asse delle ordinate vale $1/\omega_{0p}^2$, cioè è l'inverso del quadrato della pulsazione di risonanza propria dell'induttore. L'inclinazione della retta vale invece L.

Il metodo indicato presenta gli inconvenienti propri del metodo diretto; per es., la L misurata è quella di tutto il circuito, e questo errore si riflette anche sul valore di C_d e di ω_{0p}.

Misura della frequenza di risonanza propria di una bobina

Si è visto (§ 1.5.) che il circuito equivalente di un induttore può essere rappresentato come in fig. 5.19., nella quale $C \equiv C_d$ e che con la misura descritta precedentemente è possibile determinarne il valore. Nel caso allora si conoscesse esattamente anche il valore di L, sarebbe possibile ricavare dalla

$$\omega_{0p}^2 L C_d = 1 \qquad (5.165.)$$

il valore della *frequenza di risonanza propria* dell'induttore, cioè quella frequenza alla quale l'induttore entra in risonanza con le proprie capacità parassite.

Esiste però un metodo che permette la conoscenza di tale valore limitando al minimo gli errori, in quanto non passa attraverso le misure di C_d e di L, ma è funzione solamente della lettura di f_{0p}. È un metodo di tipo indiretto e consiste nel ricercare una condizione di lavoro del circuito risonante alla quale la frequenza coincida con quella di risonanza propria della bobina, in modo cioè che l'inserzione o la disinserzione di quest'ultima non alteri (a meno di un abbassamento del Q) le condizioni di risonanza del circuito.

Poiché il campo di frequenza in cui opera il Q-metro è abbastanza vasto, è necessario cominciare a restringere via via l'intervallo di ricerca della f_{0p} con una serie di misure successive tendenti ad eliminare le bande estreme, in basso e in alto, sicuramente lontane da f_{0p}.

Si procede, in primo luogo, alla eliminazione delle frequenze più basse: inserita la bobina L della quale si vuole conoscere la f_{0p} tra i morsetti L e H, si pone la capacità campione di accordo al valore minimo C_{min} e si ricerca la condizione di risonanza

$$\omega_1^2 L(C_d + C_{min}) = 1 \qquad (5.166.)$$

effettuando la misura di f_1. Poiché la f_{0p} non cade sicuramente al di sotto di tale valore [si confrontino le (5.165.) e (5.166.)], la ricerca può tranquillamente escludere il campo di frequenza inferiore alla f_1.

A questo punto ci si avvale di una bobina zavorra L_z il cui campo di lavoro in frequenza si estenda dalla f_1 ad oltre il valore presunto di f_{0p} (fig. 5.68.*a*) e la si inserisce nel circuito al posto della L (tra L e H), realizzando il circuito di fig. 5.68.*b*.

Fissata ora una certa $f_2 \gg f_1$, in modo che presumibilmente risulti $f_1 < f_{0p} < f_2$, con il tasto T in pos. 1 (L esclusa), si porta il circuito in risonanza, raggiungendola per un valore di $C = C_2$.

La presenza della capacità parassita in parallelo a L fa sì che, al variare della frequenza essa si comporta come un circuito risonante di tipo parallelo la cui impedenza è (fig. 5.68.*c*)

capacitiva	per	$f > f_{0p}$
induttiva	per	$f < f_{0p}$
resistiva	per	$f = f_{0p}$

All'inserzione di L (T in pos. 2), i casi che si verificheranno possono essere due:

a) se per ritornare in risonanza è necessario diminuire C_2, significa che l'induttore si comporta come

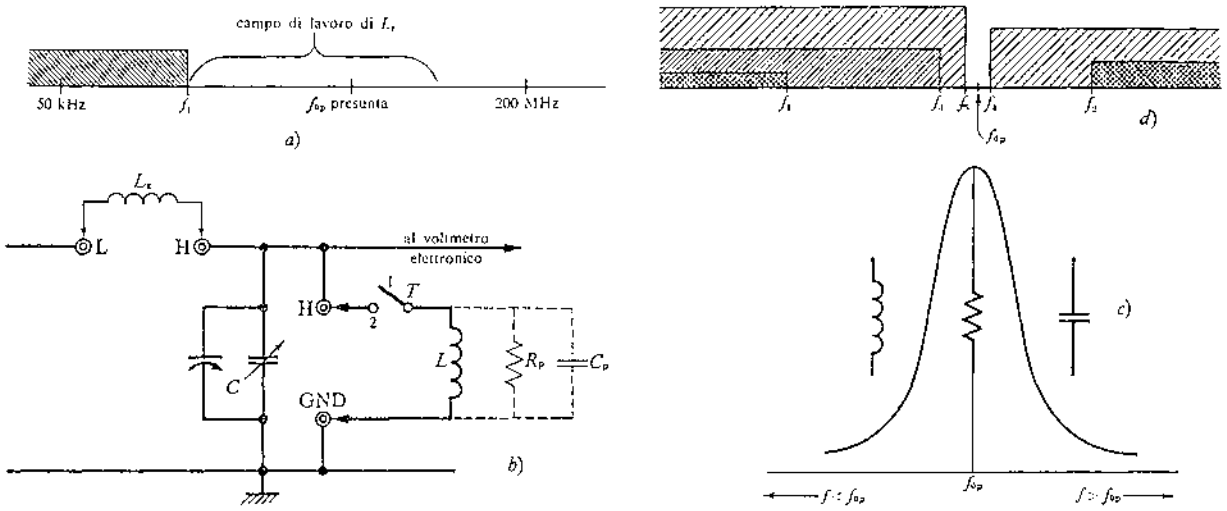


Figura 5.68. Q-metro. Misura della frequenza di risonanza propria di una bobina: *a*) campo di frequenza escluso ($<f_1$) e campo di lavoro della bobina L_x; *b*) circuito di misura; *c*) comportamento dell'induttore al variare della frequenza; *d*) ricerca di f_{0p} per approssimazioni successive.

una capacità, ed allora è

$f_2 > f_{0p}$

b) se per ritornare in risonanza è necessario aumentare C_2, è

$f_2 < f_{0p}$

e di conseguenza si stabilisce il segno dell'incremento da dare alla successiva imposizione di frequenza per la ricerca della f_{0p}. Generalmente si opera in modo da restringere il campo di frequenza attorno ad f_{0p} sino a giungere, dopo alcuni tentativi, a far coincidere la frequenza di lavoro con la f_{0p}, secondo un criterio che può assimilarsi a quello della ricerca dell'equilibrio di un ponte (fig. 5.68.*d*).

Misura della frequenza di risonanza propria di un condensatore

La procedura da seguire è concettualmente analoga a quella già vista per la bobina; naturalmente si sceglie una L_x il cui campo di lavoro in frequenza contenga la f_{0p} presunta di risonanza.
Poiché il condensatore in prossimità della f_{0p} propria di risonanza si comporta come un'impedenza di valore molto piccolo, si utilizza per la misura il metodo di sostituzione serie (fig. 5.63.).

4. Strumenti completamente automatici

Tutti gli strumenti finora presi in considerazione, pur con le loro caratteristiche particolari riguardanti il principio di funzionamento, il campo di frequenza, la precisione ..., hanno tuttavia una caratteristica che li accomuna: consentono di pervenire alla misura attraverso una sequenza di operazioni spesso non semplici e che in ogni caso, richiedono un tempo piuttosto lungo. Tutto questo ha aspetti negativi perché lunghi tempi di misura possono significare errori dovuti a stanchezza dell'operatore, soprattutto quando debba compiere misurazioni ripetute un gran numero di volte, come nel caso del controllo della produzione di componenti. Inoltre in genere è richiesto un operatore esperto.
I costruttori di strumenti si sono adoperati a rendere più semplici le procedure necessarie a questi tipi di misure, ma solo negli ultimi anni, in concomitanza con il grande sviluppo intervenuto nel campo della circuiteria (integrazione), sviluppo che ha consentito di estenderne le possibilità e l'affidabilità, riducendone corrispondentemente dimensioni e costi, sono pervenuti a presentare sul mercato apparecchiature che risolvono il problema.
Se ne prenderanno ora brevemente in esame le più importanti.

4.1. Vector Impedance Meter

È completamente automatico e consente, in un ampio campo di frequenza, di leggere separatamente il modulo e l'argomento dell'impedenza incognita.

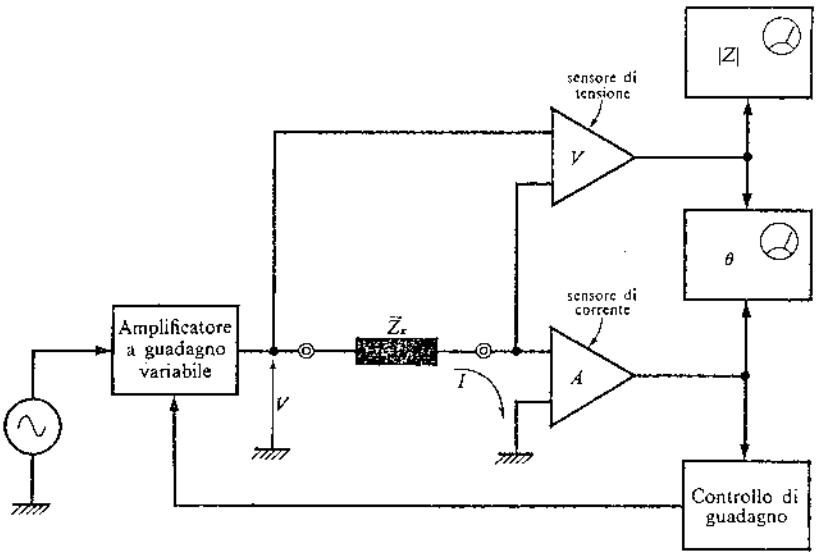


Figura 5.69. Vector Impedance Meter. Schema a blocchi semplificato.

Anche l'operazione di rilevare l'andamento del modulo e della fase al variare della frequenza, spesso laboriosa, si riduce a ben poca cosa: è sufficiente regolare la frequenza e il controllo della portata.
Il principio di funzionamento è basato proprio sulla definizione di impedenza e cioè:

$$Z\underline{|\theta} = \frac{E\underline{|\theta_1}}{I\underline{|\theta_2}} = \frac{E}{I}\underline{|\theta_1 - \theta_2}$$

quindi, considerata costante per es. I, basterà misurare E per conoscerne il modulo e misurare $\theta_1 - \theta_2$ per individuarne l'argomento. Ciò si raggiunge con uno schema come quello riportato nella fig. 5.69. in versione semplificata.
Un generatore di segnale sinusoidale di frequenza variabile è in ingresso ad un amplificatore del quale è possibile regolare il guadagno. All'uscita di questo amplificatore è applicata l'impedenza incognita. Vi sarà quindi una corrente che la percorre e che si perde a massa non prima di avere attraversato un amplificatore a transresistenza A. Un altro amplificatore V, differenziale di tensione in alternata, è con l'ingresso ai capi dell'incognita.
Appare chiaro che, in queste condizioni, a patto che il livello della corrente I che attraversa l'incognita sia rigorosamente costante (a ciò pensa un controllo automatico di guadagno, che, a partire dall'amplificatore A regola il guadagno dell'amplificatore di ingresso), il modulo dell'incognita risulterà proporzionale alla tensione ai suoi capi. Quindi sarà sufficiente disporre di un voltmetro elettronico per ac e tararlo direttamente in modo da leggervi il modulo dell'incognita.
In realtà la configurazione dello schema a blocchi di fig. 5.69. si addice solo alla misura di impedenze piuttosto piccole. Oltre il kΩ è difficile che la corrente possa essere tenuta costante per una variazione di una decade dell'impedenza. Si cambia allora sistema: si tiene costante la tensione ai capi dell'incognita e si misura la corrente che la attraversa. In tal modo il risultato della misura è l'ammettenza. Tuttavia, ricorrendo ad una seconda scala a taratura invertita, si può ugualmente leggere direttamente il valore dell'impedenza. Ora perciò il controllo automatico di guadagno sarà comandato dall'uscita dell'amplificatore V. La situazione generale è illustrata nella fig. 5.70. nella quale tutti i deviatori indicati vengono azionati contemporaneamente quando il controllo della portata va al di sopra o al di sotto di 1000 Ω.
Per misurare l'argomento dell'incognita, le uscite dei due amplificatori V e A sono inviate ad un *rivelatore di fase binario* tarato direttamente in angoli di fase.
Lo strumento (1) di cui si è qui dato un breve cenno, funziona in un campo di frequenza continuo compreso tra 5 Hz e 500 kHz. Con esso si possono misurare impedenze il cui modulo è compreso tra 1 Ω e 10 MΩ e l'argomento tra 0° e ±90°. La precisione è al massimo del 2% nella misura del modulo e di 6° in quella dell'argomento.
Di questo strumento esiste anche un modello che può funzionare in un campo di frequenze più elevate (2), e cioè da 500 kHz a 108 MHz.

Il principio su cui è basato il funzionamento non è diverso da quello visto, ma viene utilizzata soltanto la configurazione a corrente costante. Inoltre, a causa dell'elevata frequenza di funzionamento, tutti i circuiti in R.F. sono racchiusi in una sonda (*probe*)

(1) Mod. 4800 A - Vector Impedence Meter - *Hewlett-Packard.*
(2) Mod. 4815 A - R.F. Vector Impedence Meter - *Hewlett-Packard.*

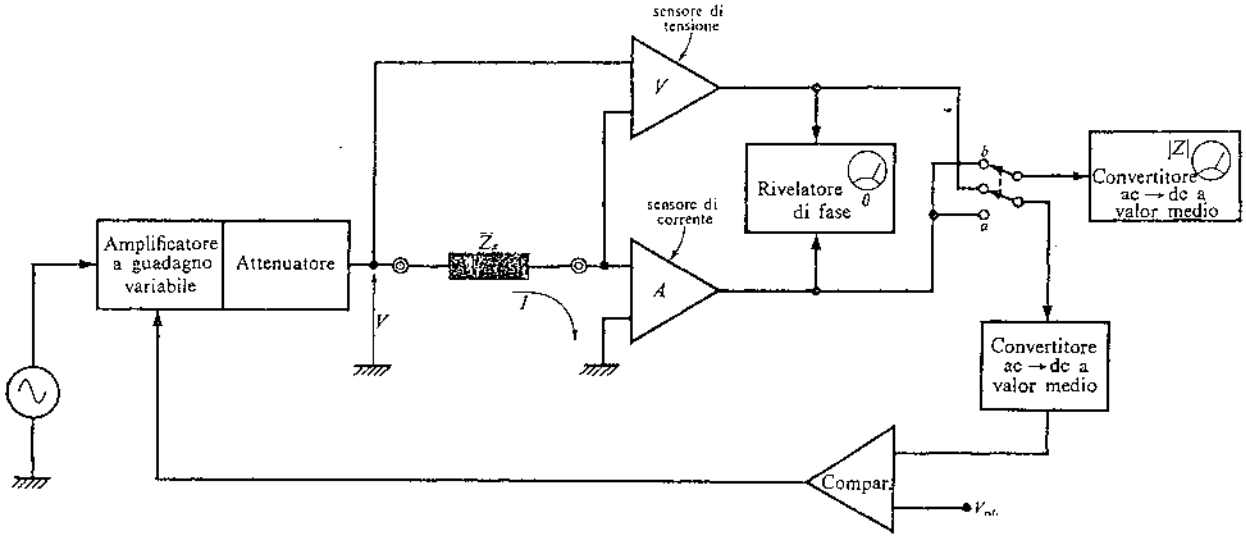


Figura 5.70. Vector Impedance Meter. Schema a blocchi di principio: quando i deviatori sono in *a* si effettuano misure su impedenze di piccolo valore, in *b* di valore elevato.

in modo da poter eseguire la misura su componenti già inseriti in circuito senza ricorrere a lunghi collegamenti che introdurrebbero errori inaccettabili a causa dei parametri parassiti.

Lo schema generale dello strumento è riportato in fig. 5.71.

La sonda inietta nell'incognita il segnale a R.F. generato nello strumento e, nello stesso tempo, misura la tensione e la corrente, quest'ultima tramite un trasformatore a nucleo toroidale. I due segnali a R.F. rilevati, vengono convertiti ad una F.I. di 5 kHz, in due circuiti uguali contenuti sempre nella sonda, mediante un procedimento di *campionamento sincrono*. In realtà i due campionatori sono fatti funzionare in istanti diversi: lo sfasamento introdotto, utile per evitare il rischio di diafonia tra i due canali di misura, viene eliminato da una linea di ritardo inserita nel canale della tensione. La frequenza di campionamento è controllata da un anello ad aggancio di fase.

All'uscita dai campionatori i segnali sono alla F.I. e da questo punto in poi tutto procede come nell'analogo strumento per B.F.

Anche ora si ha un controllo automatico di livello che si realizza prelevando dal canale di corrente una tensione continua che, inviata ad un modulatore di ampiezza, fissi il livello della corrente iniettata nell'incognita ad un valore programmato.

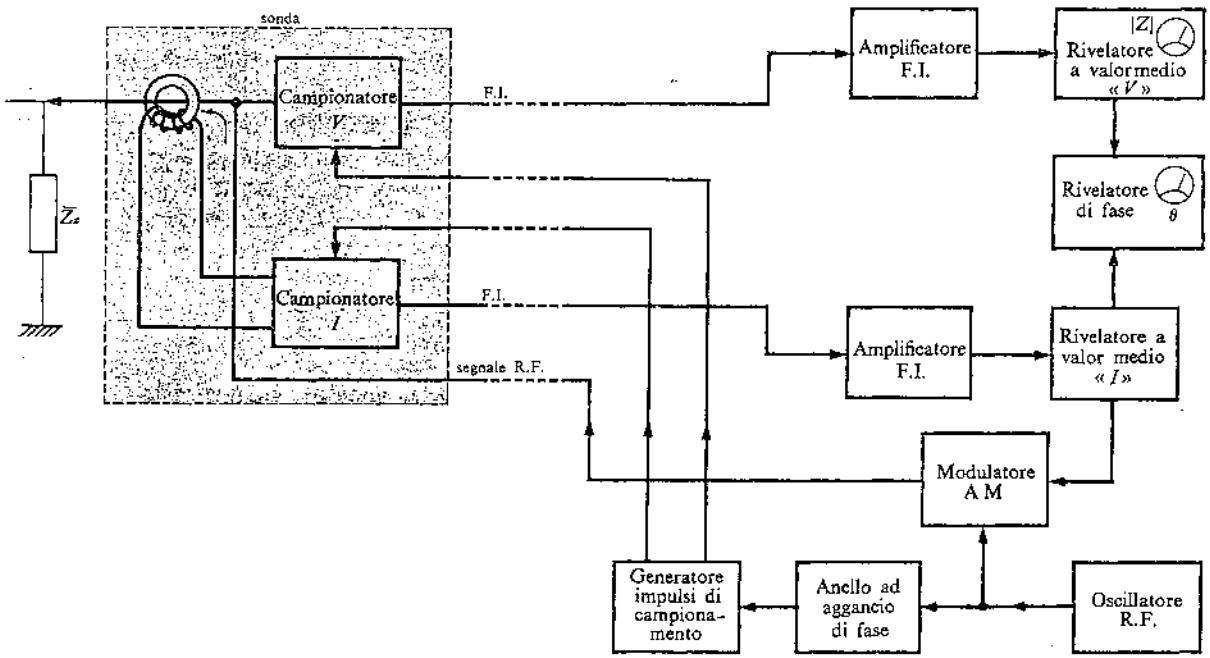


Figura 5.71. Vector Impedance Meter per R.F.: schema a blocchi.

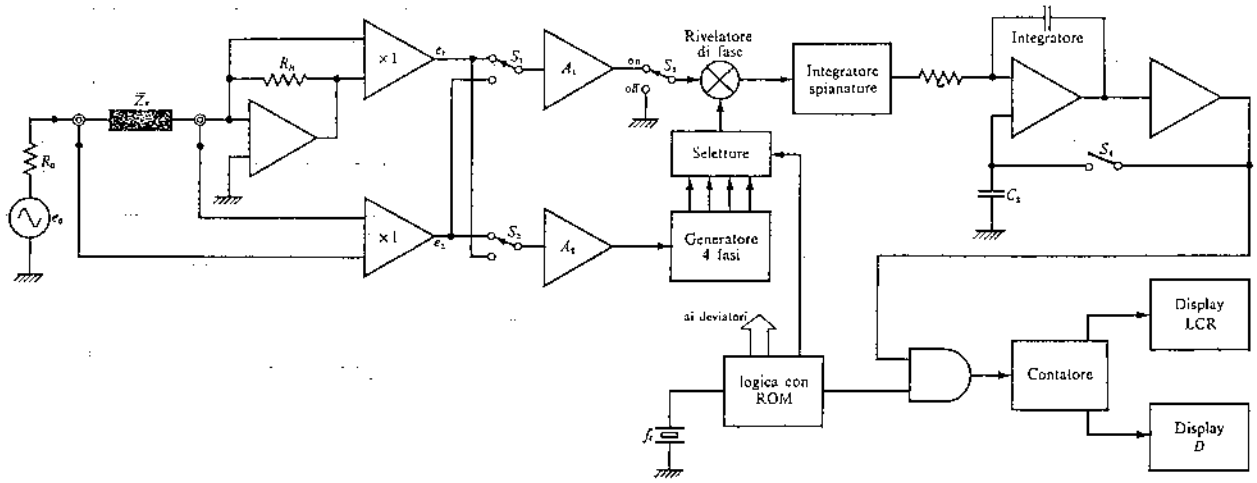


Figura 5.72. Misuratore digitale LCR: schema a blocchi generale.

4.2. Misuratore digitale di LCR *(Digital LCR Meter)* (1)

È un altro strumento completamente automatico con prestazione digitale (a 3 cifre e $\frac{1}{2}$) del risultato (L, C, R e fattore di dissipazione), nel quale anche la scelta del circuito equivalente cui va riferita la misura può essere automatica; la frequenza di lavoro va scelta tra due: 120 Hz oppure 1 kHz.

Vengono misurati componenti compresi in un campo molto esteso di valori, inserendoli tra i morsetti sul pannello frontale; a seconda che si tratti di una misura di bassa, alta o media impedenza, è prevista la possibilità che l'incognita abbia quattro, tre o due terminali (2).

Per poter eseguire misure su semiconduttori, la tensione a cui viene sottoposta l'incognita è selezionabile tra 50 mV e 1 V efficaci. Vi sono inoltre varie polarizzazioni continue nel caso si misurino componenti che le richiedano ed una regolazione di offset per eliminare le capacità parassite, ai capi dell'incognita, dovute ai morsetti dello strumento.

Tutta la realizzazione è impostata su criteri di grande accuratezza, per cui la precisione tipica della misura è dello 0,2%, pari cioè a quella che si ottiene da un ponte di buona qualità e naturalmente con tutti i vantaggi di uno strumento completamente automatico, facile da usarsi, rapido nella misura e abbastanza economico.

Vediamone ora il funzionamento (fig. 5.72.). Un generatore di tensione sinusoidale e_0 viene applicato al componente da misurare che verrà quindi attraversato da una corrente rivelata da un amplificatore operazionale, essendo praticamente coincidente con quella che attraversa il resistore R_R. Appare allora chiaro che le due tensioni e_1 ed e_2 risulteranno, la prima proporzionale alla corrente che attraversa l'incognita e la seconda uguale alla tensione ai suoi capi. L'utilizzazione di un amplificatore differenziale come sensore di tensione collegato direttamente ai capi dell'incognita, consente di eseguire una misura a quattro morsetti e quindi contribuisce a ridurre l'errore dovuto alla resistenza dei collegamenti ed evitare quello introdotto dall'amplificatore operazionale.

Nella misura viene automaticamente scelto il circuito equivalente serie (se l'incognita è di piccola impedenza) o parallelo (se è di grande impedenza). Nel primo caso, per poter alimentare l'incognita a corrente costante, si rende almeno dieci volte più grande di questa la resistenza del generatore; nel secondo caso la si rende invece dieci volte minore per poterla alimentare a tensione costante.

Supponendo di dover compiere una misura su di un condensatore rappresentato dal suo circuito equivalente parallelo (C_p, δ), si avrà:

$$e_1 = -\frac{(G_p + j\omega C_p) R_R}{1 + (G_p + j\omega C_p) R_0} e_0 \qquad (5.167.)$$

$$e_2 = \frac{1}{1 + (G_p + j\omega C_p) R_0} e_0 \qquad (5.168.)$$

nelle quali $\omega = 2\pi f$, dove f è la frequenza di funzionamento del generatore. Poiché in questa situazione e_2 funge da grandezza di riferimento, risulterà,

$$\frac{e_1}{e_2} = -(G_p + j\omega C_p) R_R \qquad (5.169.)$$

cioè il rapporto tra i due segnali risulta proporzionale all'ammettenza incognita.

(1) Modello 4261 A - LCR Meter - Hewlett-Packard.

(2) Per piccole impedenze, l'influenza delle impedenze dei collegamenti può non essere trascurabile e viene eliminata con una *misura a 4 morsetti*, due ampermetrici e due voltmetrici. Per elevate impedenze invece sono le ammettenze verso massa a disturbare la misura: il 3° morsetto (schermo) serve a minimizzarne l'influenza.

Analogamente nel caso di un induttore nella configurazione parallelo, (L_p, Q), risulta

$$\frac{e_1}{e_2} = -\left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p}\right) R_R \,. \tag{5.170.}$$

Si passi ora ad esaminare una misura su di un induttore rappresentato con il suo circuito equivalente serie (L_s, Q). Si trova:

$$e_1 = -\frac{R_R}{R_0 + R_s + j\omega L_s}\, e_0 \tag{5.171.}$$

$$e_2 = \frac{R_s + j\omega L_s}{R_0 + R_s + j\omega L_s}\, e_0 \tag{5.172.}$$

ed essendo ora e_1 la grandezza di riferimento, si avrà,

$$\frac{e_2}{e_1} = -\frac{R_s + j\omega L_s}{R_R} \tag{5.173.}$$

mentre l'analoga misura su di un condensatore porta a

$$\frac{e_2}{e_1} = -\frac{R_s + 1/j\omega C_s}{R_R} \,. \tag{5.174.}$$

In ogni caso il rapporto tra i due segnali è proporzionale o all'impedenza o all'ammettenza dell'incognita: fattore di proporzionalità è R_R oppure $1/R_R$, resistore di precisione che viene commutato per cambiare portata.
I due segnali e_1 ed e_2 pervengono quindi ai circuiti di misura. Vi figura un *rivelatore di fase* al quale arriva pure un segnale di riferimento la cui fase viene preventivamente variata di multipli di 90° nel *generatore delle 4 fasi*: un selettore comandato dalla *memoria di sola lettura* (ROM) sceglie quella occorrente alla particolare situazione di misura.
L'uscita del rivelatore di fase è resa continua da un circuito *integratore-spianatore* e successivamente sottoposta all'azione di un *convertitore analogico-digitale a doppia rampa* e annessa logica, e quindi avviata ai display.

Operazioni di misura e circuiti

Per operare una misura lo strumento è predisposto da una ROM ad una sequenza di sette passi.
Nei primi due passi lo strumento si azzera (fig. 5.73.). Nel 1° S_3 pone a massa l'ingresso del rivelatore di fase mentre S_4 è chiuso: in tal modo, senza alcun segnale in ingresso, il circuito dell'integratore viene aggiustato a zero; nel 2° passo si ha un processo di auto-azzeramento della fase di cui si parlerà successivamente.
Si supponga ora che si debba misurare un condensatore nella configurazione equivalente parallelo (C_p): in questo caso è il segnale e_2 che funge da riferimento e viene inviato al generatore di 4 fasi.

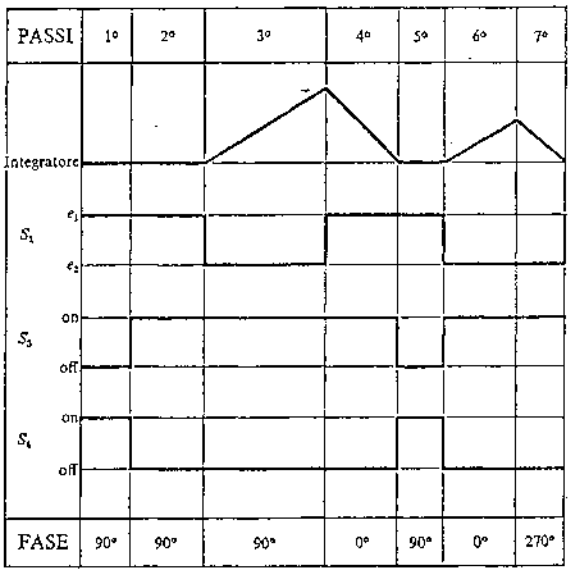


Figura 5.73. Misuratore digitale LCR: sequenza di misura in sette passi.

Il 3° passo ha la durata T_3 del periodo di carica dell'integratore: S_3 è ON, S_1 è su e_1, che viene rivelato da un segnale sfasato di 90° rispetto a e_2, ottenendo in uscita dal rivelatore di fase una tensione il cui valore medio è proporzionale (5.169.) a

$$-\omega C_p R_R e_2 \,.$$

Alla fine del tempo T_3 la carica immagazzinata nell'integratore sarà allora:

$$Q_3 = IT_3 = -K\omega C_p R_R e_2 T_3 \tag{5.175.}$$

dove con K si tiene conto del rendimento del rivelatore di fase e della costante dell'integratore.
Al 4° passo avviene la scarica: S_1 è in e_2 che viene rivelato con un segnale in fase con e_2 stesso. L'integratore prende a scaricarsi e continua finché la tensione d'uscita non giunge a zero. In questo tempo di scarica (T_4) la carica perduta varrà:

$$Q_4 = Ke_2 T_4 \,. \tag{5.176.}$$

Ora, essendo evidentemente $Q_3 = -Q_4$, si avrà:

$$T_4 = \omega C_p R_R T_3 \tag{5.177.}$$

e se T_3 è multiplo del periodo della frequenza di lavoro $(T_3 = n_3/f)$ mentre T_4 lo è di quella di cadenza (clock) $(T_4 = n_4/f_C)$ sarà:

$$n_4 = 2\pi f_C R_R n_3 C_p \,. \tag{5.178.}$$

La particolare scelta dei valori di T_3 e T_4 consente di pervenire ad una costante di proporzionalità tra n_4 e C_p che non dipende dalla frequenza di lavoro. Per avere la lettura diretta di C_p, a tale costante sono attribuiti valori decadici.
A questo punto, terminata la misura del parametro

principale, si ha un nuovo processo di azzeramento automatico (5° passo).
Al 6° passo ha inizio la misura di δ: S_1 è in e_1 e il rivelatore di fase ha segnale di riferimento con fase 0°. In tal modo la sua uscita ha un valor medio proporzionale (5.169.) a $-G_p R_R e_2$. Se si indica con Q_6 e T_6 rispettivamente la carica e la durata prefissata nel 6° passo, si avrà:

$$Q_6 = -KG_p R_R e_2 T_6 . \tag{5.179.}$$

Nel 7° passo, con fase 270°, si ha la scarica a zero dell'integratore, e, analogamente,

$$Q_7 = K\omega C_p R_R e_2 T_7 . \tag{5.180.}$$

Dovendo essere $Q_6 = -Q_7$ è

$$\frac{n_7}{f_c} K\omega C_p R_R e_2 = \frac{n_6}{f_c} KG_p R_R e_2$$

da cui

$$n_7 = n_6 \frac{G_p}{\omega C_p} = n_6 \delta . \tag{5.181.}$$

Quindi n_7 risulta proporzionale all'angolo di perdita.
In modo simile si procede nelle misure su induttori e/o utilizzando la rappresentazione equivalente serie. Si preferisce non insistere, ma piuttosto considerare alcuni circuiti interessanti contenuti.
Lo strumento nel suo funzionamento richiede la misura di componenti di segnali che sono in fase o in opposizione, in quadratura in ritardo o in anticipo rispetto ad un altro segnale. Alla individuazione di queste componenti provvede tramite un rivelatore di fase nel quale però il segnale di riferimento deve avere fase opportuna a seconda del tipo di misura che si vuole eseguire. Tale fase viene ottenuta mediante un circuito *Generatore delle 4 fasi* (fig. 5.74.*a*). Esso ha in ingresso il segnale di riferimento dopo che è stato squadrato. Tale segnale e_{rif} entra in un rivelatore di fase al cui altro ingresso torna l'uscita con sfasamento 0°, realizzando così un anello ad aggancio di fase. L'uscita del rivelatore, opportunamente filtrata, comanda un oscillatore controllato in tensione (VCO), che genera

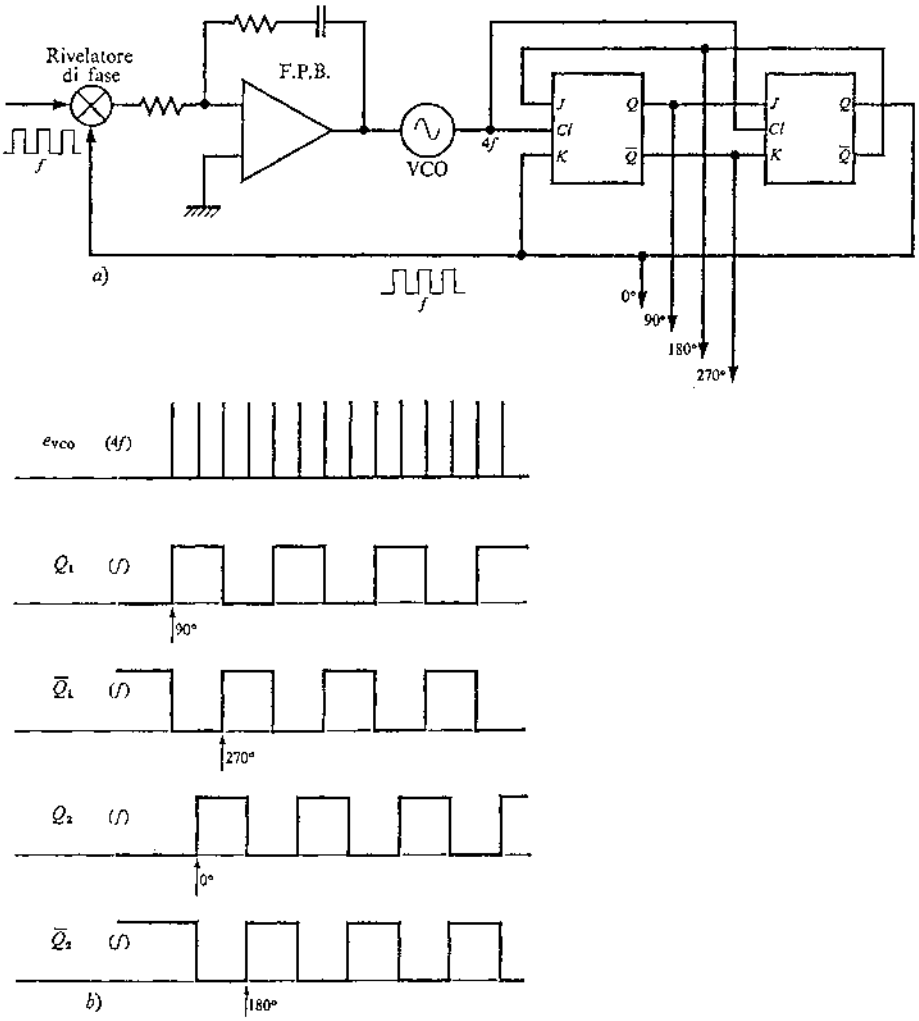


Figura 5.74. Misuratore digitale di LCR: *a*) generatore delle 4 fasi; *b*) forme d'onda in uscita al contatore ad anello incrociato.

un segnale a frequenza uguale a $4f$. Questo segnale serve da cadenza (clock) a due flip-flop collegati come in figura [costituiscono un *contatore ad anello incrociato* (1)] che permettono di prelevare quattro uscite a frequenza f, sfasate rispettivamente di 0°, 90°, 180°, 270° (fig. 5.74.*b*).
Un altro problema dello strumento è quello di avere una continua proporzionale al valor medio della forma d'onda che il rivelatore di fase principale ha in uscita, per misurarla con la tecnica della doppia rampa. Il circuito che deve realizzare tale conversione deve inoltre essere molto rapido: ottenere il risultato in un tempo al massimo uguale a quello del periodo del segnale e_0.

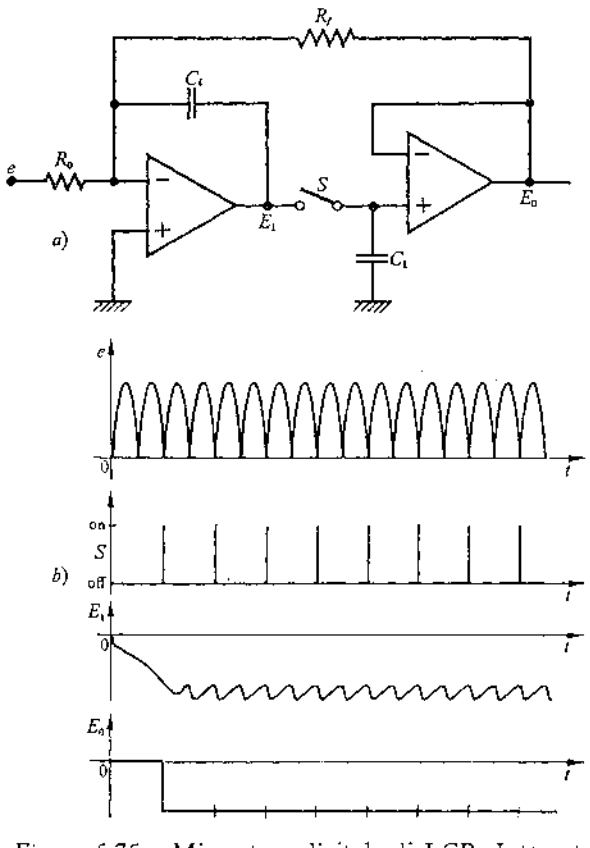


Figura 5.75. Misuratore digitale di LCR. Integratore di media campionato: *a*) circuito; *b*) forme d'onda.

È stato utilizzato un *Integratore di media campionato* (SAI) (fig. 5.75.*a*) costituito da un circuito integratore-sommatore a due ingressi e da un blocco tipo *Sample and Hold*. Nella fig. 5.75.*b* sono riportati gli andamenti delle tensioni nei vari punti e gli stati dell'interruttore. Durante il primo periodo T, e viene integrata e alla fine E_1 è proporzionale alla sua componente continua. In questo istante S si chiude e trasferisce E_1 in C_1. È possibile

(1) Millmann e Halkias, *Integrated Electronics*, McGraw-Hill, 1972, pag. 636.

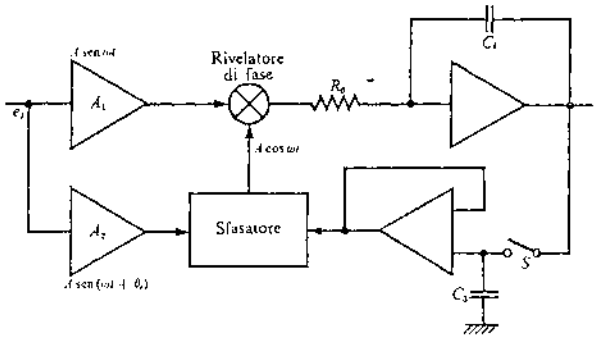


Figura 5.76. Misuratore digitale LCR: circuito per la correzione automatica dell'errore di fase.

dimostrare che la tensione E_0 vale

$$E_0 = \frac{R_f}{R_0} \int_0^{T/2} \frac{E \operatorname{sen} \omega t}{T/2} \, dt$$

e che è rigorosamente costante a patto che $C_f R_f = T$.
Una interessante possibilità dello strumento è l'*autoazzeramento della fase*, cioè quella di correggere automaticamente l'errore di fase, operazione che viene eseguita nel secondo passo della sequenza di misura.
Si consideri la fig. 5.76.: per ragioni di semplicità di questo circuito compaiono nello schema generale della fig. 5.72. soltanto il rivelatore di fase e gli amplificatori A_1 e A_2. Questi ultimi non sono evidentemente ideali e quindi sfasano i segnali che amplificano. Ciò non porrebbe alcun problema se i due sfasamenti fossero uguali, ma non verificandosi ciò in pratica, introdurranno una differenza di sfasamento che chiameremo errore di fase θ_e che risulta inaccettabile soprattutto quando si misurino condensatori con piccole perdite.
Nel 2° passo della sequenza di misura l'interruttore S viene chiuso e si realizza un anello di retroazione tendente a ridurre θ_e. Nel condensatore C_3 viene immagazzinata una tensione continua proporzionale a θ_e e quindi mantenuta per tutta la durata della sequenza di misura. Ciò riduce notevolmente l'errore nella misura del fattore di dissipazione.
Nel caso di misure di impedenze elevate, una causa notevole di errore può essere rappresentata dalla capacità parassita tra i morsetti per la misura dell'inco-

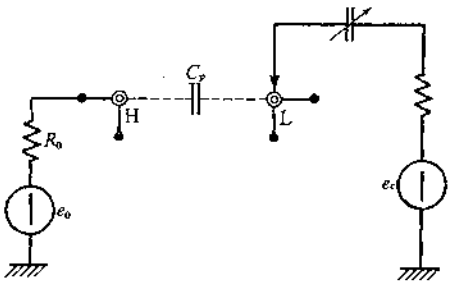


Figura 5.77. Misuratore digitale LCR: compensazione della capacità parassita tra i morsetti.

gnita. La si può schermare, ed allora questa capacità può venire ridotta e porre lo schermo in connessione col terminale di guardia (misura su condensatori a tre morsetti). Un metodo alternativo è rappresentato dalla possibilità di compensare la capacità parassita (fig. 5.77.). Nella parte posteriore dello strumento è possibile prelevare una tensione di offset simile a e_0 e che chiameremo e_c, ed inviarla al morsetto L attraverso un condensatore variabile. In questo modo e_0 ed e_c agiscono in opposizione su C e regolando il condensatore variabile si perviene ad un azzeramento dello strumento (con incognita non inserita).
Il funzionamento dello strumento presuppone vari modi di connessione dei blocchi, commutazioni automatiche di portata, sequenze di misura, decodifiche .... Tutto questo è regolato e coordinato da una logica basata su due ROM: una che presiede al controllo delle sequenze e l'altra alle decodifiche.

5. Conclusioni

È interessante notare come alcuni strumenti per la misura di impedenze a R.F. risultino complementari tra di loro.
L'*RX-meter*, a causa della notevole sensibilità è particolarmente utile per misure su impedenze prevalentemente resistive (argomento prossimo a $\pm 0°$).
Il *Vector Impedence Meter*, è particolarmente utile in un vasto campo di impedenze con argomento compreso tra $\pm 5°$ e $\pm 85°$.
In esso la misura della componente maggiore dell'impedenza avviene con sufficiente precisione per qualunque valore dell'argomento, mentre nella misura di quest'ultimo, a causa della scarsa risoluzione di fase che si ottiene ai limiti estremi del campo, interviene un errore inaccettabile se l'argomento supera i limiti indicati più sopra.
Infatti misura prima l'argomento, per poi risalire, tramite la tangente, alla componente minore dell'impedenza, e, poiché avvicinandosi a 90° la tangente cresce molto rapidamente, un piccolo errore nella valutazione dell'angolo si riflette in un grande errore nel valore della tangente e quindi la misura della componente minore non risulta in alcun modo accettabile.
In questo campo dell'angolo di fase (prossimo a $\pm 90°$) il *Q-metro* è allora lo strumento più indicato, in quanto misura direttamente il fattore di bontà, ossia la tangente dell'argomento (anche se la maggior precisione viene raggiunta nella misura del parametro principale).
Concludendo, risulta chiaro che i tre strumenti ora richiamati riescono assieme a risolvere il problema della misura di impedenze a R.F. per qualunque valore dell'argomento.

Bibliografia

Oliver B. e Cage J., *Electronic Measurement and Instrumentation*, McGraw-Hill, 1971.
Modoni V. e Dore G. P., *Misure Elettriche, Strumenti e Metodi di Misura*, Patron, 1955.
Fromy E., *Measures en Radiotechnique*, Dunod, 1958.
Terman F. e Pettit, *Electronic Measurements*, McGraw-Hill, 1952.
Malatesta S. e Sportoletti E., *Misure Radioelettroniche*, Cursi, 1964.

Yoshimoto K. ed altri, *A New Universal Bridge with Semi-automatic Tuning*, *Hewlett-Packard Journal*, settembre 1966.
Gorss C. G., *Methods of Measuring Impedance*, *Hewlett-Packard Journal*, gennaio 1967.
Hashimoto S. e Tamamura T., *An Automatic Wide-Range Digital LCR Meter*, *Hewlett-Packard Journal*, settembre 1976.

Boonton Radio Co., *Q-meter Type 260A, Instruction Manual.*

Capitolo VI. Misure su dispositivi e circuiti

I componenti non lineari, e segnatamente quelli a semiconduttore che interessano in modo particolare, quando si debba sottoporli ad una misurazione, presentano aspetti che è bene chiarire e studiare attentamente.
Poiché vengono talvolta inseriti in circuiti sul funzionamento e sulle prestazioni dei quali intervengono in modo critico, si rende indispensabile in questi casi procedere ad una misurazione accurata, anche perché i dati che il costruttore fornisce sono riferiti ad un componente statisticamente tipico.
Se si considera l'entità delle tolleranze nella produzione dei componenti di uso corrente (*dispersione*), ci si rende conto dell'importanza che questo tipo di misura riveste in previsione soprattutto di utilizzazioni critiche.
A queste motivazioni, che interessano prevalentemente il progettista di circuiti di elevate prestazioni, se ne aggiungono altre che consigliano l'utilizzazione di questi metodi per l'acquisizione di una migliore familiarizzazione con strumentazione e procedure.
Queste ultime, per i vari componenti, presentano aspetti simili quando si rilevino o si visualizzino le caratteristiche ed anche quando si misurino parametri; ma talvolta presentano taluni aspetti che sono caratteristici di questo o quel componente.
Per questi motivi, per evitare una esposizione monotona e ripetitiva, si indicheranno, con qualche particolare, le misure che si eseguono su di un componente tipico e importante di ogni famiglia, limitando solo a qualche cenno le misure che riguardano gli altri.
Nella parte riguardante i circuiti, si sono esaminate le misure più frequenti che si eseguono su quadripoli, sia in regime sinusoidale che impulsivo e su amplificatori operazionali.

1. Diodi a semiconduttore

Col nome generico di *diodo a semiconduttore* si designano un notevole numero di tipi diversi di dispositivi, diversi per tecnologia, per funzionamento e per funzioni. I più diffusi sono i *diodi raddrizzatori* (per segnali e potenza), i *diodi zener*, i *diodi varicap*, i *diodi tunnel* e gli SCR.
Ci si limiterà, qui di seguito, ad esporre con una certa cura le misure sui primi, che sono quelli di uso più generalizzato, mentre per gli altri si sottolineeranno gli aspetti salienti.
In ogni caso è importante, prima di procedere a misure e qualunque sia il dispositivo in esame, conoscerne bene il funzionamento, sapere qualitativamente l'andamento della sua caratteristica, conoscerne i dati e i valori limite che il costruttore specifica ed essere ben certi che si tratti di un dispositivo integro.

1.1. Diodi raddrizzatori

I diodi per raddrizzamento sono suddivisi in due famiglie, quelli *per segnali* e quelli *di potenza*. I primi non sono in grado di dissipare più di poche centinaia di mW, mentre i secondi non hanno un limite così basso: possono essere attraversati anche da correnti di centinaia di Ampère.

Limiti e caratteristiche

Chi si accinge ad utilizzare un diodo raddrizzatore inserendolo in un circuito o chi vuole eseguire su di esso delle misure è bene che prima si informi sui suoi limiti (*ratings*) e sulle sue caratteristiche, altrimenti rischia di non ottenere i risultati voluti e, nella peggiore delle ipotesi, di distruggerlo.
I dati limite sono valori riportati sui manuali assieme al tipo, alla sigla di riconoscimento, alle applicazioni suggerite ed alla descrizione fisica, normalmente seguiti da caratteristiche che descrivono le prestazioni di funzionamento per certe condizioni riguardanti il regime elettrico, il circuito in cui il diodo è inserito, la temperatura, ecc.
Per quanto concerne i valori limite, questi vengono in genere specificati per un regime sinusoidale, per uno impulsivo (ripetitivo e non ripetitivo) e per

uno dc. Si riportano qui di seguito le definizioni dei limiti massimi che occorre avere bene a mente ogni qualvolta si utilizzi un certo diodo.

Corrente diretta media: I_{FAV}

È la grandezza più importante, quella che caratterizza il diodo in questione. Viene normalmente misurata a 50 Hz con un ampermetro in dc inserito in un circuito di raddrizzamento ad una semionda, con carico puramente resisitivo e ad una certa temperatura. È lo strumento che provvede ad integrare la corrente nel periodo e quindi a misurarne il valore medio.
Per ogni diodo viene poi fornita la curva di riduzione termica (*thermal derating curve*) che fornisce l'andamento della I_{FAV} al variare della temperatura.

Corrente diretta di picco ripetitiva: I_{FRM}

È di fondamentale importanza quando il diodo sia inserito in circuiti con carico fortemente capacitivo e con angoli di conduzione molto piccoli, nel qual caso il rapporto tra I_{FRM}/I_{FAV} può essere molto elevato.

Corrente diretta di picco non ripetitiva massima: I_{FSM}

È la corrente che si può avere per colpa di corto circuiti o di guasti (*surge*) e la sua ampiezza è limitata dall'impedenza della sorgente, da quella del trasformatore o da dispositivi di protezione eventualmente presenti nel circuito. È necessario che il raddrizzatore sia in grado di sopportare questa corrente per un certo intervallo di tempo (talvolta specificato, per es. < 10 ms), a patto che dopo possa riportarsi alla normale temperatura in un tempo ragionevole ($5 \div 10$ s).

Tensione inversa dc massima: V_R

È la massima tensione consentita ai capi del raddrizzatore nell'effettivo funzionamento (esclusi eventuali picchi ripetitivi e non). V_R è prodotta dal raddrizzamento e mantenuta dal condensatore di blocco.

Tensione inversa di picco di lavoro (working): V_{RWM}

È il picco dell'escursione della tensione sinusoidale di rete consentita (esclusi picchi ripetitivi e non). È il più piccolo tra i valori limite di tensioni inverse prodotte da transitori di commutazione nel circuito d'uscita.

Tensione inversa di picco ripetitiva massima: V_{RRM}

Sono transitori consentiti che danno luogo ad un'uscita al di sopra del picco normale (di lavoro). Questo limite è determinato per effettive condizioni di funzionamento (corrente, temperatura ...) e porta ad una specifica sicura, cioè sufficientemente lontana dal valore che potrebbe innescare una deriva termica.

Tensione inversa di picco non ripetitiva massima: V_{RSM}

Si riferisce a possibili transitori casuali che possono verificarsi a causa di situazioni impreviste di commutazione (circuito momentaneamente aperto, oscillazioni o riflessioni del filtro, variazioni dell'impulso d'ingresso). Assieme al V_{RSM} viene in genere specificato il numero di picchi per periodo ammessi (su opportuni grafici).

Questi dati tecnici indispensabili sono spesso seguiti da informazioni riguardanti il funzionamento del diodo sia in fase diretta che in fase inversa, che danno l'idea dell'andamento della caratteristica del dispositivo; essi sono:

Tensione diretta: V_F

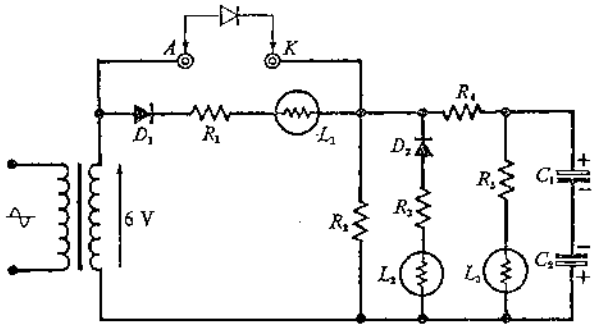
È la tensione ai capi del diodo quando è attraversato dalla I_F. Generalmente il costruttore fornisce valori di V_F in corrispondenza di ben definiti valori di I_F.

Corrente inversa: I_R

È la corrente di perdita che si instaura nel circuito polarizzato inversamente. È espressa in valor medio ed il costruttore ne fornisce il valore in corrispondenza della V_R, per una ben precisa condizione della temperatura ambiente.
Un altro dato importante riguarda la *resistenza termica* del dispositivo, fornita per le condizioni di montaggio, in aria libera oppure su dissipatore.

Prove di integrità

Prima di procedere a misure su di un diodo, è bene accertarsi della sua integrità, ovvero che non sia in cortocircuito o aperto, come, per es., ricorrendo a:
– un *ohmmetro*: si verifica che in fase inversa la resistenza del diodo $R_d \to \infty$ e che in diretta $R_d \to 0$ (è necessario scegliere la portata in modo che la corrente iniettata nel diodo non lo danneggi!);
– un *circuito provadiodi* (fig. 6.1.): se il diodo è aperto, si accende L_1 per via della corrente in D_1, R_1, R_2. La caduta su quest'ultimo resistore è piccola per accendere L_3, mentre L_2 è fuori causa per via di D_2. Se il diodo in prova è integro, L_1 è cortocircuitata e quindi non si accende; L_2 pure non si accende per la presenza di D_3. Si accende invece L_3 dopo che C_1 si è caricato. Se il diodo è invece in cortocircuito, nuovamente L_1 non s'accende, tutta la tensione alternata appare ai capi di R_2, il diodo D_2 conduce con le semionde negative facendo accendere L_2. Questa tensione alternata appare anche ai capi di R_4, R_5, L_3, C_1, C_2, ma questi ultimi costitui-



	INTEGRO	IN C.C.	APERTO	POLARITÀ INVERTITE
L_1	○	⊙	○	○
L_2	⊙	○	○	○
L_3	○	○	○	○

○ spenta ⊙ accesa

Figura 6.1. Provadiodi.

scono un ramo a reattanza così piccola che la lampada L_3 non riesce ad accendersi. Infine, se si applica un diodo integro con polarità rovesciate, s'accendono tutte e tre le lampade.

Non ci si sofferma sulle particolarità circuitali. Occorre solamente rilevare che le lampade ad incandescenza richiedono correnti dell'ordine dei 100 mA per accendersi e vi sono diodi che non sopportano questo valore di correnti. Se si vuole consentire la misura anche di diodi per piccole correnti occorre utilizzare come lampadine dei LED che oltretutto sono dei diodi e quindi si possono omettere D_1 e D_2. Per L_3 che è in un ramo non unidirezionale si possono porre due LED in antiparallelo.

Rilievo per punti della caratteristica

Il punto di partenza è generalmente il *metodo volt-ampermetrico*, in entrambe le sue versioni (voltmetro a monte e a valle) a seconda che il componente presenti un funzionamento con grande corrente e piccola tensione (piccola resistenza) o viceversa.

Si comprende quindi e si riconferma a questo punto quanto è già stato detto, cioè che è importante conoscere almeno in modo qualitativo il funzionamento del componente, l'andamento della sua caratteristica, nonché tutti quei dati che solitamente il costruttore fornisce.

Nel caso specifico del diodo raddrizzatore, la caratteristica è riportata in fig. 6.2.

Nella misura occorre distinguere tra *funzionamento diretto* del diodo (primo quadrante) e *funzionamento inverso* (terzo quadrante).

Rilievo della caratteristica diretta

I valori delle grandezze che interessano questo particolare funzionamento del diodo sono fondamen-

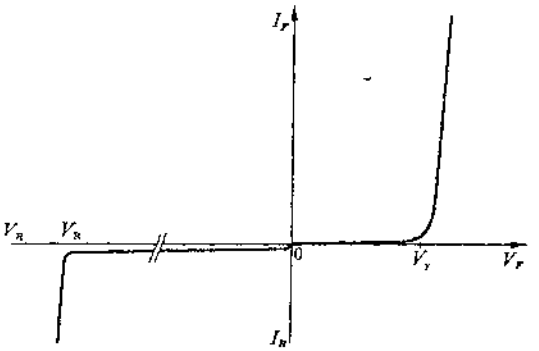


Figura 6.2. Caratteristica di un diodo raddrizzatore a semiconduttore. Le scale della fase diretta (I_F; V_F) sono diverse notevolmente da quelle della fase inversa (I_R; V_R). Per il Si è $I_R/I_{FAV} \simeq (10^{-6} \div 10^{-7})$.

talmente I_{FAV} e V_{FAV}: la loro conoscenza consente di eseguire la misura con una certa tranquillità.

Sostanzialmente si devono far circolare nel diodo successivamente valori diversi e noti di corrente (compresi tra 0 e I_{FAV}) e misurare i corrispondenti valori della caduta di tensione ai capi del diodo.

Per far ciò è necessario utilizzare un generatore di corrente regolabile, perché in questa fase di funzionamento il diodo costituisce prevalentemente un carico resistivo di valore molto piccolo, mentre l'utilizzazione di un generatore di tensione risulterebbe problematica per la regolazione e la limitazione della corrente.

Se si dispone quindi di un *alimentatore a tensione e corrente costante*, la misura può avvenire (fig. 6.3.*a*) imponendo ai morsetti a vuoto una tensione di alcuni volt (non meno di $V_{FAV} + V_\gamma$) e regolando successivamente il controllo di corrente in modo da ottenere coppie di valori V ed I da riportare in una tabella e quindi in un diagramma, avendo cura di aumentare il numero di rilievi nell'intorno del ginocchio. L'inserzione corretta è quella « a valle » e, utilizzando un voltmetro elettronico, non vi è praticamente errore di consumo neppure per $V_F < V_\gamma$.

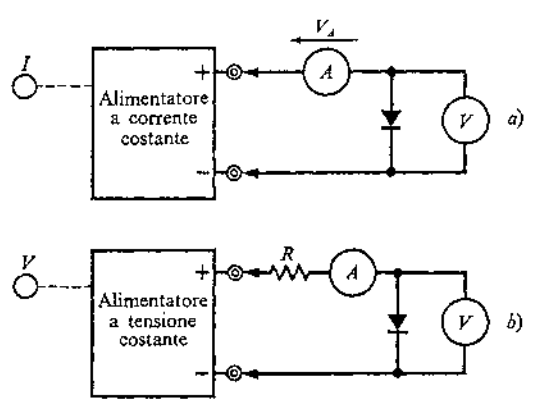


Figura 6.3. Circuiti per il rilievo della caratteristica diretta di un diodo: *a*) con alimentatore con regolazione di corrente costante; *b*) con alimentatore di tensione e R di protezione.

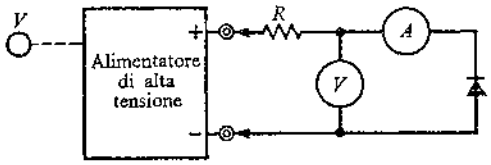


Figura 6.4. Circuito per il rilievo della caratteristica inversa di un diodo.

Nel caso non si disponga di un alimentatore con tensione e corrente costante, si può procedere con il circuito in *b*) nel quale è stato inserito il resistore R (di appropriata potenza) scelto di valore approssimativamente pari a V_{max}/I_{FAV} dove V_{max} è la massima tensione dell'alimentatore.

Rilievo della caratteristica inversa

Le grandezze da conoscere bene in questo caso sono V_R e I_R. Il circuito che si utilizza è quello di fig. 6.4., nel quale è stata adottata l'inserzione « a monte », con la quale l'errore di consumo risulta molto piccolo in quanto la resistenza che il diodo offre è sempre molto maggiore di quella del μamperometro.
Il resistore R serve a proteggere questo strumento, nel caso venga involontariamente raggiunta e superata (!) la tensione V_R, e viene scelto di valore non minore a V_{max}/I_R (dove V_{max} è la massima tensione dell'alimentatore).
Va tenuto presente che poiché le correnti inverse possono essere molto piccole (dell'ordine dei nA e μA) e non sempre si dispone di uno strumento in grado di misurare i valori più piccoli di questo campo, per scopi dimostrativi si può ricorrere a diodi di media ed alta potenza, che garantiscono correnti inverse più elevate. Si tenga poi presente che la I_R dipende dalla temperatura della giunzione e quindi in rilievi quantitativi occorre tener conto di ciò.

Rilievo automatico della caratteristica

Una immagine più immediata può essere ottenuta e visualizzata in modo automatico sullo schermo di un *oscilloscopio* o sulla carta di un *registratore XY*. Questo modo di procedere presenta, oltre al vantaggio ovvio di non richiedere la noiosa rilevazione punto per punto, quello di essere un metodo dinamico e quindi di poter estendere l'esame a zone estreme delle caratteristiche che, se analizzate staticamente, potrebbero porre seri problemi di riscaldamento del componente.

Rilievo su diodi per segnali

Il modo più semplice per visualizzare la *caratteristica diretta* di un diodo per segnali è quello di utilizzare il circuito di fig. 6.5. Il generatore di corrente può generare una forma d'onda di qualunque tipo purché unidirezionale: molto spesso si usano sinusoidi raddrizzate, altre volte correnti a dente di sega o treni di impulsi. In ogni caso la tensione che si preleva ai capi di R (di valore decadico) è proporzionale alla corrente I_F, mentre quella ai capi del diodo è la V_F: vanno allora avviate rispettivamente all'asse Y e all'asse X di un oscilloscopio o di un registratore XY per la visualizzazione.
Si noti che è necessario che queste due tensioni abbiano un punto di massa comune (coincidente con quello del dispositivo d'uscita) e ciò richiede un generatore di corrente unidirezionale fuori massa (1) e risulta un segno negativo in una delle due tensioni. Se si vuole allora che la caratteristica diretta appaia nella sua usuale orientazione è necessario invertire di polarità la V_F (molti oscilloscopi prevedono questa possibilità).
Naturalmente nel circuito in *a*) è necessario che $R = (V_{max} - V_F)/I_F$ dove V_{max} è la massima tensione

(1) Alternativamente la corrente unidirezionale può essere avviata al circuito tramite un trasformatore.

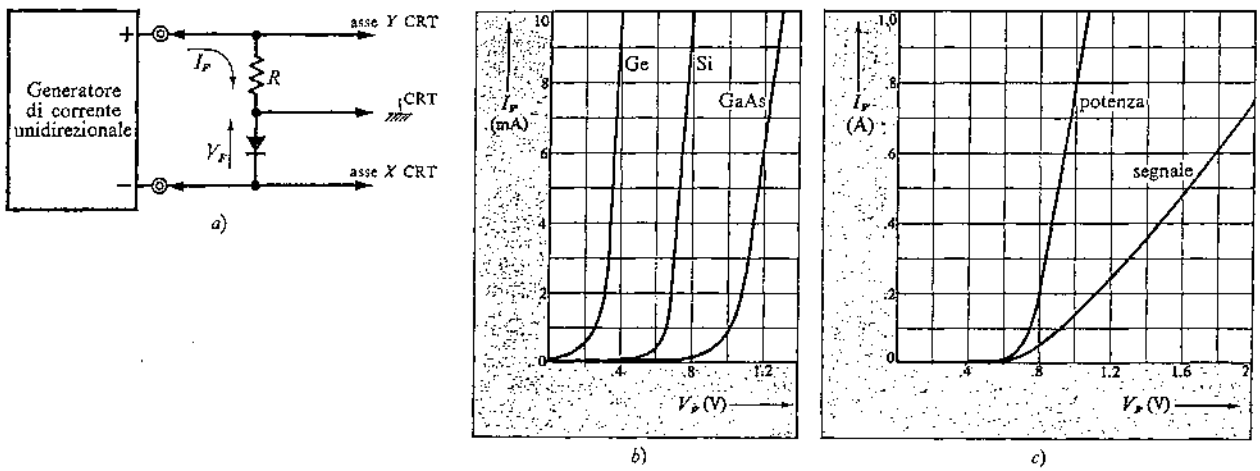


Figura 6.5. Rilievo automatico della caratteristica diretta di un diodo: *a*) schema circuitale; *b*) esempi di caratteristiche di diodi al Ge, Si e GaAs; *c*) confronto tra la caratteristica di un diodo di segnale e quella di un diodo di potenza al Si.

applicata dal generatore, I_F è la massima corrente che si vuole veder visualizzata e V_F la corrispondente tensione.
Nel caso in *b*) si voleva vedere fino ad una I_F di 10 mA, alla quale corrispondono V_F di circa 0,4 V (per il Ge), di circa 0,8 V per il Si ed infine di circa 1,2 V (per il GaAs).
Dalla curva visualizzata è semplice ricavare i valori delle resistenze del diodo:

– *resistenza statica* $R_d = V_F/I_F$, che ovviamente varia da punto a punto ed è anche uguale alla cotangente dell'angolo che la congiungente il punto (I_F, V_F) con l'origine individua con l'asse delle ascisse. Dalla figura in *c*) si vede che per $I_F = 0{,}5$ A, il diodo di potenza ha una $R_d = 0{,}9/0{,}5 = 1{,}8\ \Omega$, mentre quello per segnali ne ha una $R_d = 1{,}6/0{,}5 = 3{,}2\ \Omega$;

– *resistenza dinamica* $r_d = \Delta V_F/\Delta I_F$, anch'essa variabile da punto a punto e geometricamente ricavabile come cotangente dell'angolo di inclinazione della tangente alla curva nel punto considerato (I_F, V_F), oppure direttamente dalla definizione. Per es., seguendo questo ultimo metodo, dalla figura in *c*) r_d, nel punto con $I_F = 0{,}5$ A, per il diodo di potenza vale $\Delta V_F/\Delta I_F = |-0{,}1|/|-0{,}3| = 0{,}33\ \Omega$, mentre per quello per segnali $|-0{,}5|/|-0{,}3| = 1{,}7\ \Omega$.

Si noti che se si spinge la visualizzazione della caratteristica fino a valori elevati di I_F, il diodo incomincia a scaldarsi e, procedendo in questo senso, si può pervenire alla sua distruzione. La situazione (a parità di valore I_F) è meno gravosa utilizzando forme d'onda impulsive a basso ciclo di lavoro, ma di frequenza sufficiente a dar luogo ad un'immagine ferma sullo schermo (cioè priva di flicker).
Per la visualizzazione della *caratteristica inversa* di un diodo per segnali, si può ricorrere al circuito della fig. 6.6. Il generatore di tensione unidirezionale (la forma d'onda può essere al solito o sinusoidale raddrizzata o a dente di sega o impulsiva) deve essere regolabile per poter giungere fino alla tensione di breakdown e oltre. Il resistore deve limitare la corrente al valore che il diodo può tollerare e quindi dovrà valere:

$$R \geq \frac{V_{max} - V_{RRM}}{I_R}$$

nel caso la V_{max} (ampiezza massima del generatore di tensione unidirezionale) abbia forma sinusoidale.

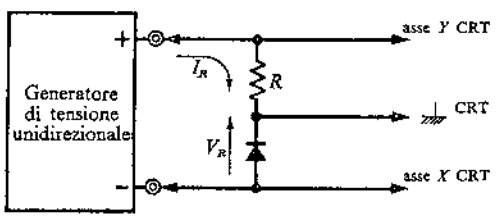


Figura 6.6. Rilievo automatico della caratteristica inversa di un diodo.

Sia per il circuito di fig. 6.5. che per quello di fig. 6.6. il generatore unidirezionale viene spesso realizzato a partire dalla rete (50 Hz) con un trasformatore ed un raddrizzatore a doppia semionda.

Capacità della giunzione

La misura si esegue normalmente utilizzando un ponte. Si comprende che in tal modo la capacità che si misura non è proprio solo quella della giunzione, ma contemporaneamente si misurano anche quella parassita del contenitore e dei reofori. Ciò però non è di solito un inconveniente perché queste capacità esistono e quindi la loro presenza si fa sentire nel normale funzionamento del diodo. Tuttalpiù quella dei reofori può essere ridotta inserendo il diodo nel circuito di misura in modo da diminuirne la lunghezza efficace.
Nel caso di misura della capacità nel funzionamento inverso occorre prevedere la possibilità di applicare una polarizzazione regolabile perché questa capacità è funzione della tensione ai capi del diodo e diminuisce al crescere di questa perché si allarga la zona svuotata.
I *diodi varicap* (pag. 337) sfruttano proprio questa proprietà, cioè vengono utilizzati come condensatori di capacità dipendente dalla tensione applicata.

Tempo di recupero

Inverso

Un diodo che si trovi in conduzione diretta, quando gli venga applicata una tensione inversa non assume istantaneamente una resistenza elevata.
I portatori costituenti la corrente diretta che affollavano la zona attorno alla giunzione formano, per un tempo molto breve ma non nullo, una corrente inversa, finché quella zona non risulta svuotata.
Se ci si limitasse ad interrompere la corrente diretta queste cariche scomparirebbero naturalmente per ricombinazione, però questa eliminazione viene accelerata con l'applicazione di una tensione inversa e la conseguente formazione di un impulso di corrente la cui durata prende il nome di *tempo di recupero inverso* (*reverse recovery time*) t_{rr}: il suo valore dipende da quello della corrente diretta che in precedenza attraversava il diodo e dalla forma dell'impulso di corrente inversa.
La misura del tempo di recupero inverso si esegue normalmente avviando al diodo una corrente diretta di valore noto, quindi periodicamente eliminandola, con l'applicazione di un gradino di tensione di brevissimo tempo di salita e di ampiezza sufficiente a far scorrere una piccola corrente inversa.
La durata di circolazione di quest'ultima è proprio il t_{rr} cercato e viene rilevata sullo schermo dell'oscilloscopio tra un punto iniziale in corrispondenza di un livello del fronte d'attacco dell'impulso di corrente inversa e un punto finale in corrispondenza

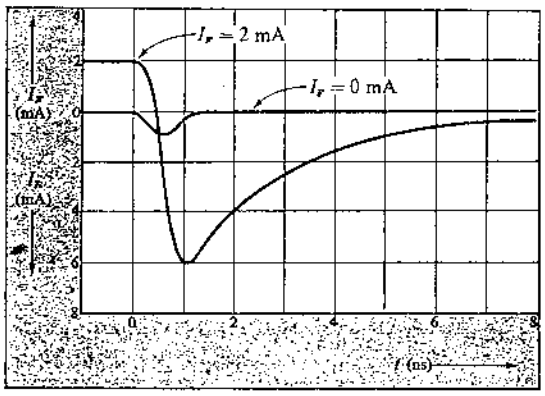


Figura 6.7. Andamenti delle correnti di un diodo: da essi si può rilevare il tempo di recupero inverso t_{rr}.

di un altro livello del fronte d'uscita: naturalmente questi due livelli debbono essere specificati perché i risultati delle misure possano essere confrontabili.
Per questo stesso motivo debbono inoltre essere specificati l'ampiezza degli impulsi, la resistenza d'uscita e il tempo di salita del loro generatore.
Trattandosi poi di misure piuttosto delicate, è importante che si faccia uso di una strumentazione adeguata. L'oscilloscopio per es., deve avere un tempo di salita ed una sensibilità adeguati: quando la misura riguardi diodi veloci, occorre far uso di oscilloscopi campionatori. Un altro elemento che può influire in modo notevole è la realizzazione del circuito di misura: per i diodi veloci, vengono realizzati con la tecnica delle linee di trasmissione al fine di eliminare o quanto meno ridurre e definire le capacità e le induttanze che sono sempre presenti quando il circuito sia a componenti concentrati.
Nella fig. 6.7. sono riportate le immagini che appaiono sullo schermo di un oscilloscopio campionatore a memoria, per uno stesso diodo, qualora la corrente diretta valga 0 mA o 2 mA. L'ampiezza dei picchi di corrente dipende inoltre dalla capacità della giunzione.
Se si conviene che il tempo di recupero inizi in corrispondenza della linea verticale del reticolo per $t = 0$, e termini quando la corrente inversa si è ridotta a 1 mA (pari al 50% della I_F), nel caso di figura risulta $t_{rr} \simeq 5$ ns.
Esistono diodi lenti e diodi veloci; questi ultimi, particolarmente adatti per funzionare in commutazione, presentano dei t_{rr} molto piccoli (0,6 ns). Diodi di tipo particolare sono:

– i *diodi snap-off* (o *step-recovery*) nei quali, con un particolare controllo del drogaggio, si addensano le cariche minoritarie in una regione molto limitata nelle immediate vicinanze della giunzione. Il diodo che ne risulta, pur non presentando talvolta capacità e tempi di recupero piccolissimi, dopo una prima diminuzione della corrente inversa, effettua la successiva quasi istantaneamente (snap-off). Per questo motivo sono molto utili in circuiti per la generazione di forme d'onda rapide e impulsi di brevissima durata;

– i *diodi Schottky* (detti anche *hot-carrier*), che non sono a giunzione, ma a contatto metallo-semiconduttore, e presentano una piccolissima capacità e corrente inversa praticamente nulla: il loro tempo di recupero inverso può essere anche inferiore a 50 ps.

Diretto

Esiste anche un *tempo di recupero diretto* (*forward recovery time*) t_{fr} anche se nella maggior parte dei diodi è molto minore di quello inverso: corrisponde infatti solamente all'attesa perché si scarichi la capacità della giunzione precedentemente polarizzata inversamente.
L'applicazione di un impulso di corrente diretta provoca l'apparizione di una caduta di tensione più elevata del normale ai capi del diodo, perché quest'ultimo impiega un po' di tempo ad assumere una piccola resistenza diretta.
Alcuni degli elementi che contribuivano a rendere piccolo il tempo di recupero inverso, ora sono di ostacolo al richiamo delle cariche per la conduzione. Avviene quindi che diodi con t_{rr} particolarmente piccoli abbiano t_{fr} relativamente elevati.
La misura del t_{fr} è molto simile a quella del t_{rr} e possono essere utilizzati gli stessi circuiti e la stessa strumentazione.

Rendimento di rivelazione

Una delle applicazioni più importanti dei diodi raddrizzatori è come rivelatore e in questi casi è importante sapere quale è la loro attitudine a funzionare alle alte frequenze: la capacità della giunzione e l'immagazzinamento delle cariche in essa sono le cause limitanti.
Per ogni diodo è possibile stabilire e quindi anche misurare un *rendimento di rivelazione*, inteso come il rapporto tra il valore della tensione continua rivelata V_{u_0} e l'ampiezza della sinusoide applicata all'ingresso del rivelatore

$$\eta = \frac{V_{u_0}}{\sqrt{2}\, V_{s(\mathrm{RMS})}} .$$

Si tenga presente che hanno influenza sulla misura l'ampiezza della tensione v_s, l'impedenza del generatore, il valore di C_L e R_L e naturalmente la frequenza ed i parametri parassiti del circuito (fig. 6.8.).

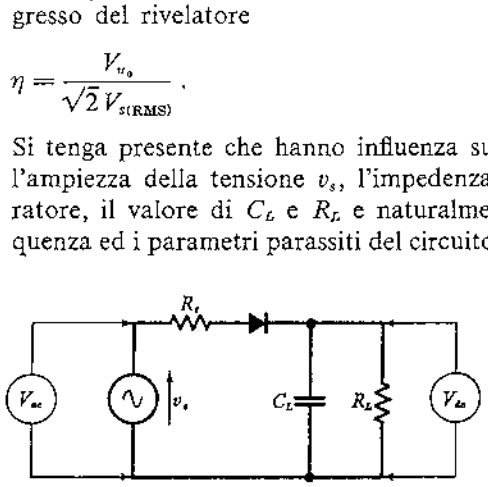


Figura 6.8. Circuito per la misura del rendimento di rivelazione di un diodo di segnale.

Dati caratteristici

Si riportano ora qui di seguito, a titolo di esempio, nella tab. 6.1., i dati tecnici forniti dal costruttore per due diodi di impiego comune: il primo, BY127, di media potenza per applicazioni generali, alimentazione di radioapparati, ecc., il secondo, 1N914, diodo ad alta velocità, fondamentalmente per applicazioni logiche veloci.

Tabella 6.1. *Dati caratteristici di diodi.*

BY127		
V_{RWM}	max	800 V
V_{RRM}	max	1250 V
I_{FAV} per $V_{RWM} = V_{RRMax}$	max	1,0 A
I_{FAV} per $V_{RWM} = 60$ V	max	1,2 A
I_{FRM}	max	10 A
I_{FSM} ($t < 10$ ms)	max	40 A
T_j	max	150 °C
$R_{th\,j-a}$		60 °C/W
Caratteristiche:		
per $I_F = 5$ A,	$V < 1{,}5$ V	
per $V_R = V_{RRMax}$,	$I < 10$ μA	

1N914		
V_R	max	75 V
V_{RRM}	max	100 V
I_{FAV}	max	75 mA
I_{FRM}	max	225 mA
I_{FSM}	max	500 mA
P_{tot}	max	250 mW
Caratteristiche:		
$I_F = 10$ mA,	$V_F < 1$ V	
$I_R = 100$ A,	$V_{(BR)R} > 100$ V	
$V_R = 20$ V,	$I_R < 25$ nA	
$V_R = 75$ V,	$I_R < 5$ μA	
$V_R = 20$ V (150 °C),	$I_R < 50$ μA	
Tempo di recupero diretto		
per $I_F = 50$ mA,	$t_{fr} = 20$ ns	
Tempo di recupero inverso		
per $I_F = 10$ mA		
$I_R = 1$ mA,	$t_{rr} < 4$ ns	
$V_R = 6$ V		
Capacità del diodo		
per $V_R = 0$, $f = 1$ MHz,	$C_d < 4$ pF	
Rendimento di rivelazione (per $R_L = 5$ kΩ e $C_L = 20$ pF, $f = 100$ MHz e $V_S = 2\ V_{(RMS)}$)	$\eta = 45\%$	

1.2. Diodi speciali

Diodo Zener

È un diodo a giunzione il cui comportamento in fase diretta è identico a quello di un normale diodo ma da questo differisce in fase inversa per le particolari caratteristiche che offre. Infatti, per effetto di un accurato controllo del drogaggio, lo Zener inizia a condurre anche in fase inversa in corrispondenza di un ben preciso valore di tensione, chiamata *tensione di Zener* (V_z), senza però che ciò pregiudichi in modo irreversibile l'integrità del diodo. Anzi, è proprio questa la zona della caratteristica in cui esso viene fatto funzionare ed utilizzato, a seconda dei tipi, o come riferimento o come regolatore di tensione, in quanto ai suoi capi la V_z rimane praticamente costante anche per forti variazioni di corrente, presentando così una resistenza differenziale r_z assai piccola (fig. 6.9.).

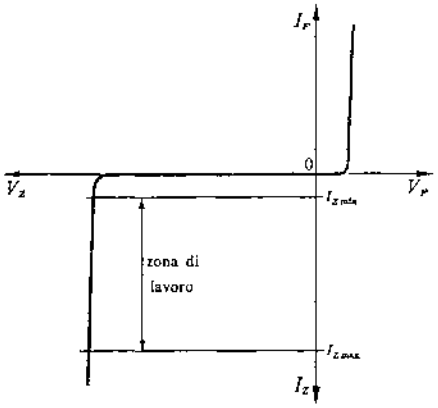


Figura 6.9. Caratteristica di diodo Zener.

Questi componenti coprono un campo di V_z che va da 3,3 V ai 75 V e sono raggruppati in famiglie il cui denominatore comune è la potenza massima di lavoro del dispositivo. È infatti questo un dato molto importante che, tramite la V_z, permette di stabilire il limite massimo di corrente $I_{z\,max}$ ammessa a circolare nello Zener senza provocarne la distruzione.
Così ad es., nella famiglia BZY88 (che copre il campo $3{,}3 \div 30$ V con $P_{max} = 400$ mW), il tipo C5V6 (cioè a $V_z = 5{,}6$ V) presenta

$$I_{z\,max} = \frac{400 \cdot 10^{-3}}{5{,}6} \simeq 71 \text{ mA},$$

mentre il tipo BZY88-C20 ($V_z = 20$ V) possiede $I_{z\,max} = 20$ mA.
I manuali forniscono poi di ciascuna famiglia le caratteristiche, delle quali quelle *dinamiche* (fig. 6.10.*a*) sono le principali, ottenute appunto con metodi dinamici, inviando allo Zener impulsi di brevissima durata (ciclo di lavoro $< 0{,}1$) ma ampiezza tale da

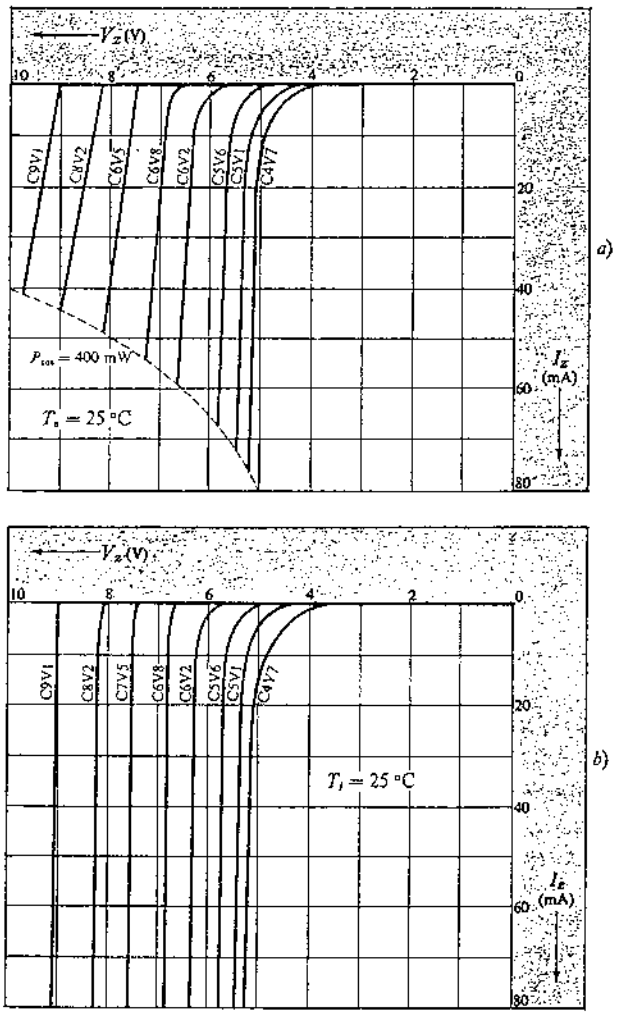


Figura 6.10. Diodo Zener (BZY88 Philips): famiglia di caratteristiche *a*) statiche; *b*) dinamiche, per valori indicati di T_a e T_j.

coprire tutto il campo di lavoro fino alla $I_{z\max}$ (e oltre). Questa tecnica limita il riscaldamento della giunzione e permette di ricavare il valore di r_z da utilizzarsi in un regime dinamico di piccoli segnali intorno ad un punto di polarizzazione prescelto. Quest'ultimo viene individuato sulle caratteristiche *statiche* (fig. 6.10.*a*) che sono rilevate per punti (quindi con il circuito di fig. 6.3.), che danno modo alla giunzione di portarsi alla temperatura corrispondente alla corrente I_{z_0} di lavoro.
Come risultato si ottiene che la caratteristica statica è meno verticale della dinamica (fig. 6.11.*a*), e questo fenomeno è dovuto alla temperatura.

Influenza della temperatura

Visualizzata sullo schermo di un oscilloscopio la caratteristica dinamica di uno Zener, se, con mezzi esterni (riscaldamento) si aumenta la temperatura della giunzione, si nota che la caratteristica si sposta proporzionalmente alla differenza di temperatura imposta (fig. 6.11.*b*), provocando un incremento ΔV_z

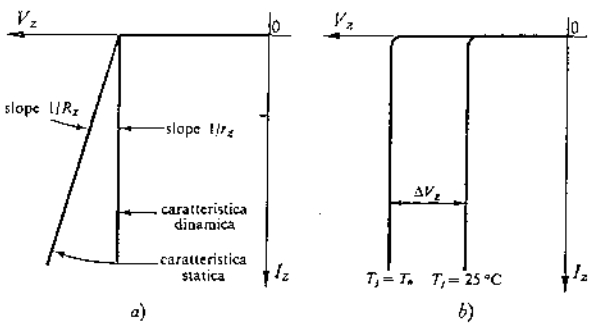


Figura 6.11. Diodo Zener: *a*) resistenze differenziali delle caratteristiche statiche e dinamiche; *b*) variazioni, dovute alla temperatura, della tensione di Zener.

della tensione di Zener pari a

$$\Delta V_z = S_z(T_j - T_{a(25\,^\circ C)}) .$$

L'elemento di proporzionalità S_z prende il nome di *coefficiente di temperatura,* e risulta negativo per $V_z < (5 \div 6)$ V, positivo per $V_z > (5 \div 6)$ V, tendente ad annullarsi all'interno di tali valori. I manuali riportano i valori di S_z per permettere all'operatore di prevedere quale sarà il valore reale di V_z (considerato che S_z può raggiungere le decine di mV/°C per le V_z più elevate) e spesso le caratteristiche dinamiche per $T_j = 150°$ e 25°.

Resistenza differenziale: r_z

Può essere rilevata sullo schermo dell'oscilloscopio cercando di espandere il più possibile l'asse della tensione: è uguale alla cotangente dell'angolo che la tangente nel punto che interessa forma con l'asse delle tensioni, oppure considerando un breve segmento di curva attorno al punto in esame e, apprezzati ΔV_z e ΔI_z, cioè le differenze tra le coordinate degli estremi di tale segmento, calcolarne il rapporto.
Si tratta in ogni caso di una misura piuttosto difficile perché la curva è molto ripida.
Per la misura della *resistenza differenziale dinamica* si può ricorrere al circuito di fig. 6.12. nel quale, predisposto il regime statico voluto agendo su R_1 e quello dinamico con $(V_s - V_{ac})/R_2 \ll I_{dc}$, si ha

$$r_z \simeq \frac{V_{ac}}{(V_s - V_{ac})/R_2} .$$

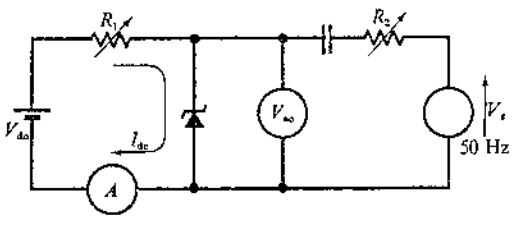


Figura 6.12. Circuito per la misura della resistenza differenziale dinamica di un diodo Zener.

Valori tipici di r_s vanno da frazioni di ohm a qualche decina di ohm.

Diodo Tunnel

Utilizzando un circuito come quello che è servito per il diodo raddrizzatore (fig. 6.5.), si può avere una rappresentazione automatica della sua caratteristica sullo schermo dell'oscilloscopio (fig. 6.13.*a*). Le prestazioni particolarmente elevate di questo diodo in commutazione rendono difficile la visualizzazione del tratto a pendenza negativa compreso tra il picco e la valle. Fortunatamente però, dall'esame della curva si possono rilevare ugualmente i punti principali e le loro coordinate che si riportano qui di seguito assieme ai valori per un certo diodo tunnel:

- *corrente di picco* I_p (100 mA);
- *tensione di picco* V_p (0,14 V);
- *corrente di valle* I_v (10 mA);
- *tensione di valle* V_v (0,42 V);
- *tensione della proiezione del picco* V_{pp} (0,61 V).

I parametri dinamici del diodo tunnel che compaiono nel circuito equivalente (fig. 6.13.*b*) sono i seguenti:

Resistenza dinamica negativa: r_d

È ricavabile ovviamente dalla pendenza del tratto di caratteristica compreso tra il punto di picco e quello di valle: purtroppo però questa parte della curva non è molto visibile sullo schermo. Un metodo per riuscire in questa misura è di visualizzare la caratteristica composita del parallelo del diodo tunnel e di un resistore variabile R (fig. 6.13.*c*). Apparirà sullo schermo una curva a pendenza tutta positiva se $R < |r_d|$, a pendenza positiva-negativa se $R > |r_d|$. Se nel punto di riposo che interessa (tensione V_1) la curva presenta pendenza nulla, significa che $R = |r_d|$ e quindi il valore di r_d può essere letto su R se si tratta di resistore tarato.
Un valore medio approssimato può anche essere calcolato in modo molto semplice supponendo che la pendenza di questo tratto della curva non sia molto diverso da quello della congiungente il punto di picco a quello di valle. Si può allora scrivere:

$$-r_d \simeq \frac{V_v - V_p}{I_p - I_v}.$$

Utilizzando i dati del diodo presi in considerazione precedentemente, risulta $r_d = -3{,}3\ \Omega$.
Nella realtà la curva si discosta notevolmente dalla congiungente e nel primo tratto ha una pendenza circa doppia di quella. Per tale ragione talvolta viene proposta la relazione:

$$-r_d \simeq \frac{V_v - V_p}{2(I_p - I_v)}.$$

Si noti che, poiché $V_v - V_p$ è quasi costante per tutti i diodi tunnel (300÷400 mV), si può ritenere che la r_d vari approssimativamente in proporzione inversa alla I_p (che invece varia notevolmente da diodo a diodo).

Capacità: c_d

È in parallelo alla r_d e quindi è possibile misurarla con un minimo di precisione soltanto nei punti in cui r_d è molto elevata: il punto di picco e quello di valle. Quest'ultimo è normalmente preferito perché qui il diodo è più facilmente polarizzabile e gli si può applicare un segnale senza che agisca da trigger. Eseguita la polarizzazione, la misura può essere eseguita per es. con un *RX-meter*.
Naturalmente la misura comprende la capacità del contenitore, che però può essere calcolata a parte in condizioni passive e sottratta al valore misurato di c_d.
Il segnale che lo strumento inietta al diodo deve essere piccolo (es. 10 mV) per il motivo detto prima, ed anche perché si potrebbe introdurre un errore a causa della non linearità della caratteristica.

Resistenza serie: r_s

Una misura precisa si può eseguire solo con un complesso procedimento ad altissima frequenza. Un

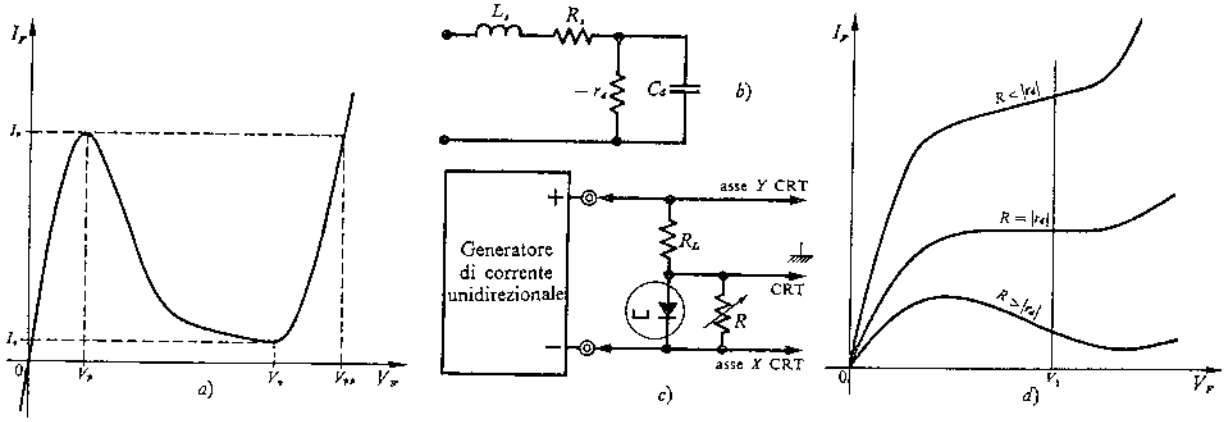


Figura 6.13. Diodo Tunnel: *a*) caratteristica; *b*) circuito equivalente; *c*) schema per la misura della resistenza differenziale $-r_d$; *d*) caratteristica equivalente del parallelo tra il diodo Tunnel e la R.

metodo meno preciso, ma sufficiente per molte applicazioni, consiste nel misurare la resistenza in alternata a B.F. con il diodo polarizzato inversamente e attraversato da una corrente molto elevata, varie volte la $|I_p|$ (1). Per evitare un eccessivo riscaldamento del diodo la corrente può avere forma impulsiva.

Tempo di salita: t_s

Si tratta di un tempo così piccolo che la misura richiede particolari cure, un circuito di misura a costanti distribuite e l'uso dell'oscilloscopio campionatore: si invia all'oscilloscopio un impulso tramite due linee adattate e perfettamente identiche, ma una contenente il circuito del diodo tunnel. Dal confronto degli impulsi che appaiono sullo schermo si risale al t_s.

Diodo Varicap

È un diodo a semiconduttore nel quale, mediante opportuni accorgimenti tecnologici è possibile ottenere una certa relazione di dipendenza tra la capacità ai capi della zona svuotata e la tensione di polarizzazione inversa. Realizza quindi un *condensatore controllato in tensione* che risulta prezioso come elemento per variare elettricamente la sintonia nei circuiti accordati.
Oltre a questa applicazione certamente fondamentale, ve ne sono altre in circuiti di commutazione, in circuiti moltiplicatori di frequenza, come limitatore e formatore d'impulsi ed infine negli amplificatori parametrici.
Se ne trovano in commercio tipi diversi a seconda del campo di frequenza (fino ai GHz) e della potenza che debbono dissipare (da qualche μW a centinaia di W). La loro capacità può variare da 2 pF a 300 pF.
Per comprenderne il funzionamento, si consideri il circuito equivalente (fig. 6.14.*a*) nel quale compaiono alcuni parametri parassiti R_s, L_s, C_p che sono causati dai reofori e dal contenitore ed altri R_j e C_j sono quelli della giunzione ed hanno valori che variano con la tensione V_R di polarizzazione.
Indicando con $C_T = C_p + C_j$, si è trovato che

$$C_T = C_p + \frac{C_0}{(1 + V_R/V_0)^\gamma}$$

dove $C_0 = C_j$ quando $V_R = 0$; V_0 è la barriera di potenziale alla giunzione ($\simeq 0{,}6$ V) e γ è un numero $\simeq 0{,}5$.

(1) Si tenga presente che, polarizzato inversamente, il diodo tunnel presenta una caratteristica che subito dopo l'origine, tende a diventare parallela all'asse delle ordinate e che lo porta ad elevatissima conduzione alla quale corrisponde una r_d estremamente piccola.

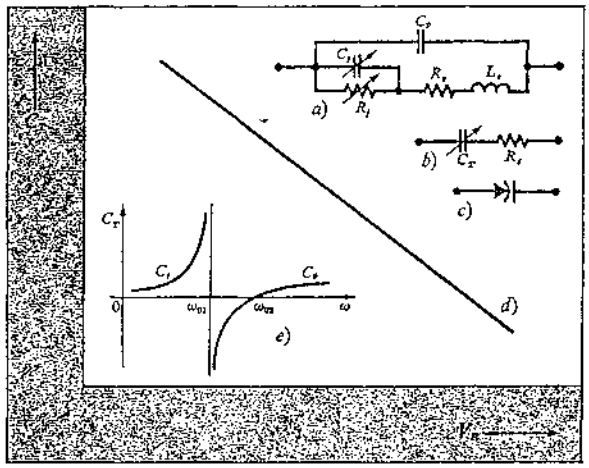


Figura 6.14. Diodo Varicap: *a*) circuito equivalente completo; *b*) circuito equivalente semplificato; *c*) simbolo; *d*) diagramma bilogaritmico tra la capacità e la tensione di polarizzazione inversa; *e*) andamenti di C_p e C_j in funzione di ω.

Per fini pratici la relazione precedente può essere ridotta alla

$$C_T \simeq \frac{K}{V_R^\alpha}$$

dove K e α sono costanti che dipendono dal materiale, dalla temperatura e dalla tecnologia. È molto importante soprattutto α $(0{,}4 \div 0{,}5)$ che rappresenta l'inclinazione della curva della fig. 6.14.*d*. La capacità C_T dovrebbe variare solo su comando della V_R; in realtà, a causa della presenza di parametri parassiti nel circuito di figura, essa varia anche con la frequenza di lavoro, per cui sarà necessario considerare la *capacità apparente* (vedi):

$$C_{Ta} = C_p + \frac{C_j}{1 - \omega^2 L_s C_j}$$

dalla quale si vede che alle basse frequenze ($\omega^2 < 1/L_s C_s$), $C_{Ta} \simeq C_p + C_j \simeq C_j$ e non vi è alcun problema per i parametri parassiti. Al crescere della frequenza (per es. oltre 1 MHz), la C_{Ta} prende a crescere e raggiunge un massimo (∞) per $\omega_{01}^2 = 1/L_s C_j$. Crescendo ancora la frequenza, C_{Ta} da grandi valori negativi (induttanza) tende a zero (per ω_{02}) e quindi al valore positivo C_p per $\omega \to \infty$ (fig. 6.14.*e*).
Naturalmente i diodi varicap debbono essere usati al di sotto di ω_{01} e per attenuare l'intervento della frequenza si introducono nel circuito elementi compensatori.

SCR

Si prendono qui in esame alcune misure sui *raddrizzatori controllati al silicio* (*silicon controlled rectifiers*) detti brevemente SCR. Esse riguardano il rilievo di

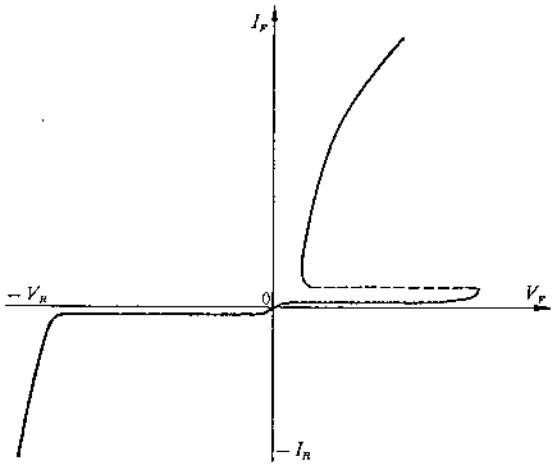


Figura 6.15. Caratteristica di SCR.

valori limite, parametri e caratteristiche; in fig. 6.15. è riportato invece l'andamento completo della caratteristica.

Tensione e corrente di blocco diretto e inverso

Nella fig. 6.16.*a* è riportato lo schema circuitale da utilizzarsi per il rilievo e la visualizzazione delle parti a bassa conduzione della caratteristica. Al componente viene applicata una tensione sinusoidale raddrizzata a semionda regolabile in ampiezza. Il voltmetro (di picco) V_p e l'ampermetro A consentono la misura di tensione e corrente nei vari punti del rilievo, mentre sullo schermo dell'oscilloscopio appare il tratto di caratteristica interessato.

Nella posizione DIR. si procede al rilievo aumentando la tensione da 0 al valore di *breakover* PFV (*repetitive peak forward blocking voltage*) oltre il quale la corrente aumenta e la tensione diminuisce (1).

Assegnando a R_2 un appropriato valore, si fa in modo che al momento dell'innesco il diodo in parallelo all'ampermetro passi a condurre, proteggendo lo strumento (il resistore R_2 è dimensionato in modo da realizzare ai suoi capi una caduta pari alla V_γ del diodo quando sia attraversato dalla I_{fs} dell'ampermetro). R_1 limita invece la corrente che passa nell'SCR dopo il breakover ad un valore di sicurezza.

Nella posizione INV. si procede al rilievo della caratteristica inversa ed al valore del PRV (*repetitive reverse peak voltage*).

Misura della tensione diretta media: V_{FAV}

Nella fig. 6.16.*b* è riportato un circuito per la misura della V_{FAV}: chiuso il tasto S_1, si regola con il resistore R_3, nell'SCR che conduce, la corrente I_F al valore voluto e con il tasto S_2 si inserisce il voltmetro per leggere il corrispondente valore di V_{FAV}.

Caratteristiche di gate

Il circuito riportato nella fig. 6.16.*c* serve per rilevare e visualizzare le caratteristiche di gate (o di triggering). Si tratta sostanzialmente di un alimentatore che applica tra anodo e catodo dell'SCR una tensione unidirezionale di forma approssimativamente trapezia a frequenza di rete e, nella parte inferiore, di un generatore d'impulsi di trigger di durata compresa tra (5÷100) μs e di ampiezza variabile. Regolando R_1 si può fare in modo che vi sia un solo impulso in ogni semionda della tensione

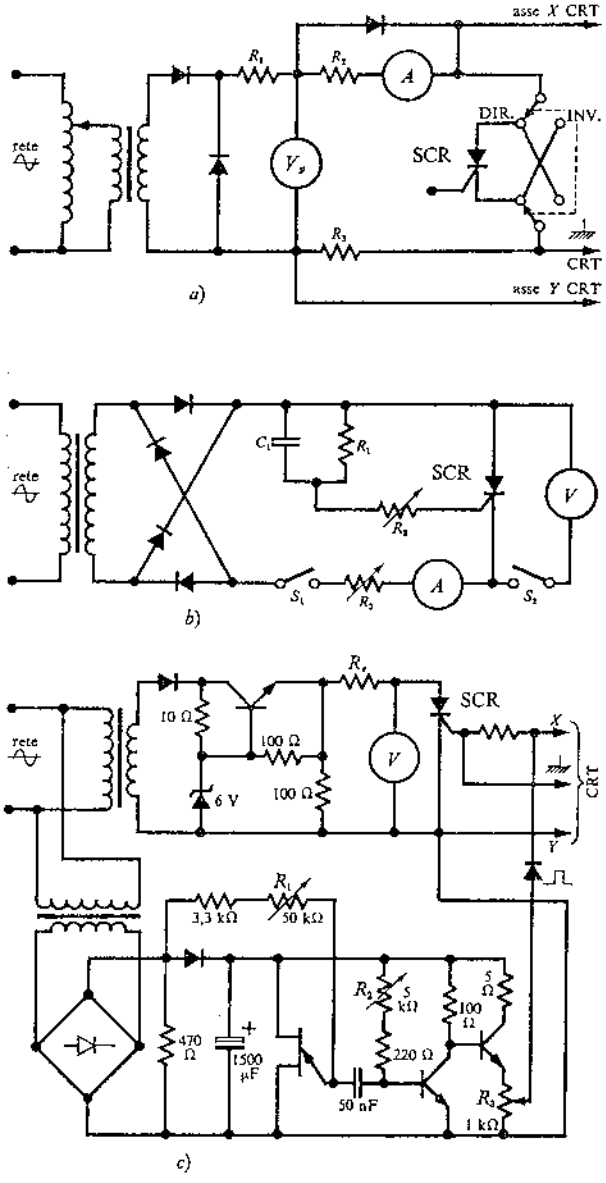


Figura 6.16. Circuiti per le misure su di un SCR: *a*) per la tensione e la corrente di blocco diretto e inverso; *b*) per la tensione diretta media; *c*) per la caratteristica di gate.

(1) Questa misura è possibile solo per gli SCR nei quali la PFV è minore della massima tensione diretta ripetitiva di picco, oltre la quale il componente si distrugge.

anodica (occorre che inizi almeno 4 ms dopo la partenza della semionda). R_2 serve invece a regolare la durata dell'impulso. Si procede al rilievo partendo con R_3 posto a zero e poi crescendo via via con esso l'ampiezza dell'impulso. Per la visualizzazione viene prelevata la $-V_G$ per l'asse Y e la RI_G (caduta sul resistore di gate) per l'asse X secondo le modalità solite.

Tempo di apertura

Il circuito della fig. 6.17.*a* consente di procedere alla misura del *tempo di apertura* (*turn-off time*), cioè di quell'intervallo di tempo (qualche μs) che deve trascorrere dopo l'interruzione della corrente diretta prima di poter applicare una tensione tra anodo e catodo (altrimenti l'SCR riprende a condurre).
La tensione ai capi dell'SCR sotto prova (SCR_1) è visualizzata sullo schermo di un oscilloscopio: chiusi i tasti S_3 e S_1, l'SCR_1 va in conduzione ed è attraversato da una corrente che passa anche per la batteria, l'ampermetro ed il resistore di carico R_5.
Il condensatore C_1 impiega un certo tempo (meno di 1 s) per caricarsi attraverso R_6 alla tensione pari alla caduta ai capi di R_5.
Se a questo punto si chiude il tasto S_2, anche l'SCR_2 va in conduzione, commutando il condensatore C_1 ai capi dell'SCR_1, in modo da invertire la corrente che lo attraversa, e da portarlo in inversa. Dopo questo impulso iniziale di corrente il condensatore C_1 seguita a scaricarsi attraverso SCR_2, la batteria, R_5 con una costante di tempo uguale a R_5C_1. Dopo un intervallo di tempo t_1 un poco minore di R_5C_1 la tensione ai capi di SCR_1 si annulla e poi prende a crescere per valori positivi.
Si comprende che se il tempo di apertura t_{off} è maggiore di t_1, appena la tensione ai capi dell'SCR_1 diviene positiva, questi riprende a condurre. In caso contrario rimane la situazione di interdizione e la tensione continua a crescere con la legge di carica di C_1 (verso i 24 V).
La misura avviene rilevando il valore di R_5C_1 nei due sensi provocando l'interdizione o la conduzione del dispositivo, naturalmente ripetendo per ogni tentativo tutta la sequenza di manovre indicate.

Misura di dv/dt

Se la tensione diretta applicata all'SCR cresce molto bruscamente, questo può passare alla conduzione senza intervento sul gate.
Si comprende quindi come il dv/dt sia un parametro

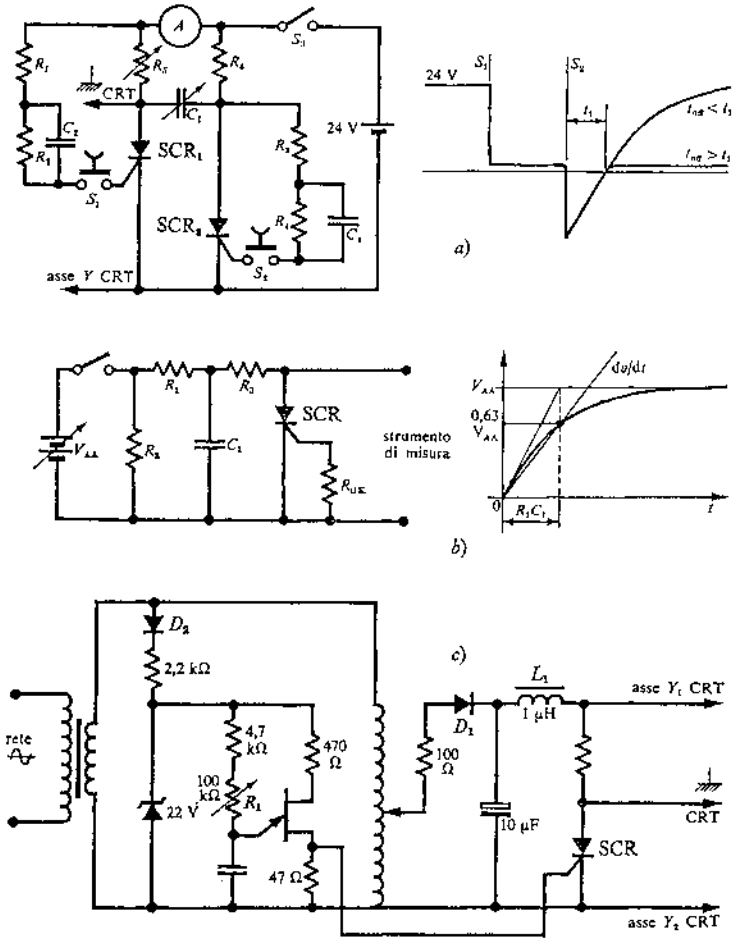


Figura 6.17. SCR-Circuiti per la misura di: *a*) t_{off}; *b*) dv/dt; *c*) t_{on} e di/dt.

importante per un SCR poiché specifica quale è la massima rapidità di crescita della tensione che il dispositivo può accettare senza prendere a condurre.
Si perviene al suo valore applicando una tensione che cresce esponenzialmente (fig. 6.17.*b*) e calcolando convenzionalmente che:

$$dv/dt = \frac{0{,}63V_{AA}}{\tau}$$

dove V_{AA} è la tensione di carica e τ la corrispondente costante di tempo. Il resistore R_3 ha funzione di limitatore di corrente quando l'SCR prenda a condurre. Il gate va tenuto aperto. Aumentando progressivamente la V_{AA} si perviene al momento in cui l'SCR va in conduzione (si rileva con oscilloscopio o voltmetro ai capi dell'SCR.

Tempo di chiusura

A causa del tempo occorrente alle cariche a diffondersi nella regione attorno al contatto di gate, soprattutto negli SCR con grande corrente, esiste tra l'attimo in cui arriva l'impulso di trigger e quello in cui l'SCR va in piena conduzione, un ritardo che viene chiamato *tempo di chiusura* (*turn-on time*).
Lo stesso fenomeno viene alternativamente specificato dando la rapidità di crescita della corrente di/dt.
In ogni caso si procede alla misura con il circuito della fig. 6.17.*c* e visualizzando la tensione e la corrente dell'SCR sui due canali di un oscilloscopio. Una parte del circuito provvede, tramite un oscillatore a UJT, a fornire gli impulsi di trigger la cui frequenza è regolata da R_1, in modo che l'impulso venga sganciato poco dopo il picco della semionda della rete.
Ciò viene fatto appositamente per svincolare la misura da eventuali parametri induttivi, così da evitare ritardi negli aumenti di corrente dovuti a fenomeni diversi dal t_{on}. Infatti è il condensatore C_1 (da 10 μF) che, caricato al valore di picco della sinusoide, provvede da solo a fornire la corrente necessaria, in quanto, dopo il picco, l'interdizione del diodo D_1 lo isola dall'alimentazione.

2. Transistori

Occorre innanzitutto ricordare che i transistori possono essere:

- *bipolari* (BJT),
- *a effetto di campo* (FET),
- *speciali* (unigiunzione ...),

e le misure che su di essi vengono normalmente eseguite riguardano:

Prove preliminari, che non richiedono l'asportazione del transistore dal circuito nel quale è inserito (*in circuit testing*) e richiedono l'uso di un voltmetro elettronico in dc (o di un oscilloscopio).

Rilievo e visualizzazione delle caratteristiche, secondo procedimenti o manuali (punto a punto) o automatici, questi ultimi sullo schermo di un oscilloscopio o sulla carta di un registratore *XY*.

Parametri statici e dinamici, come per es. h_{FE}, h_{fe}, g_m, ...

Altre prestazioni, quali per es. le possibilità di frequenza e quelle di potenza, il funzionamento a frequenze elevate e quello in commutazione.

2.1. Transistori bipolari

Sui transistori bipolari vengono eseguite misure in dc sia dei valori limite di tensione e corrente, sia di altri punti del loro funzionamento al di sotto delle prestazioni massime, che portano al tracciamento delle curve caratteristiche statiche.
Vi sono poi le misure per trovare i valori dei parametri dinamici in B.F. e in H.F.
Da ultimo vi sono indicazioni di misure particolari.

Misure in dc

Correnti di perdita

Si prendono ora in esame alcune correnti e i modi per misurarle. Alcuni costruttori in loro vece, specificano resistenze in funzione delle tensioni applicate.

I_{CBO}: è la corrente dc che circola quando una tensione V_{CBO} specificata viene applicata tra collettore e base in modo che la relativa giunzione risulti polarizzata inversamente e con emettitore non collegato (aperto) (fig. 6.18.*a*). Si tenga presente che I_{CBO} dipende notevolmente dalla temperatura e quindi il contatto con le mani dell'operatore può alterarne la misura.

I_{CEO}: è la corrente dc che scorre tra collettore ed emettitore con la base non collegata (aperta) quando sia applicata tra collettore ed emettitore una tensione specificata V_{CEO} di polarità tale che la giunzione *C-B* risulti polarizzata inversamente (fig. 6.18.*b*).

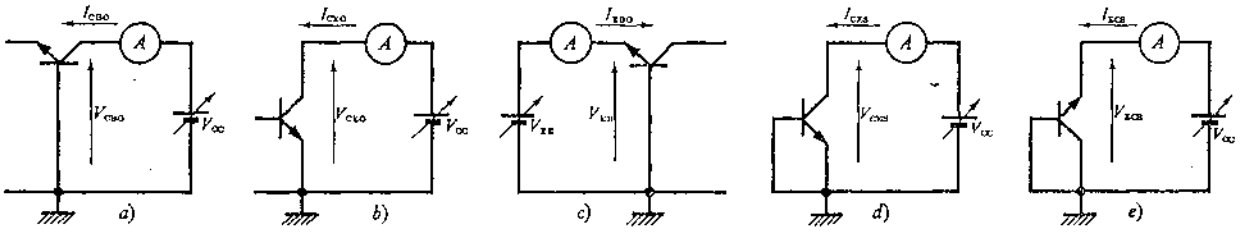


Figura 6.18. Circuiti per la misura delle correnti di perdita di un transistore.

Dipende anch'essa notevolmente dalla temperatura e quindi vanno prese le precauzioni dette a proposito di I_{CBO}.

I_{EBO}: è la corrente dc che scorre tra emettitore e base quando a questa giunzione venga applicata una tensione V_{EB} specificata che la polarizza inversamente. Il collettore deve essere non collegato (aperto) (fig. 6.18.*c*). Circa l'influenza della temperatura, come I_{CBO}.

I_{CES}, come per I_{CEO}, ma con base collegata direttamente all'emettitore (fig. 6.18.*d*). Si noti che talvolta, invece di I_{CES} viene riportata una I_{CER}, che è definita come la I_{CES} ma con un resistore di valore specificato tra B ed E.

I_{ECS}, è la corrente dc che scorre tra emettitore e collettore quando tra questi sia applicata una tensione V_{ECS} tale da rendere polarizzata inversamente la giunzione B-E e con la base collegata al collettore (fig. 6.18.*e*). I_{CEO} è maggiore di I_{ECS} perché in quest'ultimo caso la corrente base-emettitore dà luogo ad una piccola polarizzazione inversa.

Tensioni di breakdown

Sono tensioni limite del funzionamento dei transistori ed il loro valore viene riportato dal costruttore nei dati tecnici. Nella fig. 6.19. sono riportati i circuiti che consentono di ricavare:

– BV_{CEO}, tensione di breakdown tra collettore ed emettitore con base aperta (*a*);

– BV_{CER}, idem, ma con base collegata all'emettitore tramite resistore di valore specificato (*b*);

– BV_{CES}, idem, ma con base direttamente collegata all'emettitore (*c*);

– BV_{CEV}, idem, ma con base polarizzata con una tensione specificata (*d*);

– BV_{CEX}, idem, ma con inserito tra B ed E un circuito o una polarizzazione specificata (*e*);

– BV_{CBO}, tensione tra collettore e base e con emettitore aperto (*f*).

Prove di integrità e di identificazione

Prima di accingersi a misure complesse su di un transistore o a utilizzarlo in un circuito, è sempre opportuno verificare che sia integro. Ciò può essere fatto in diversi modi, ma i più pratici e comodi sono quelli di ricorrere al:

– *tracciatore di curve*;

– *ohmmetro* (1), col quale misurare le resistenze delle giunzioni invertendo ogni volta i puntali;

– *provadiodi*, di cui si è fatto cenno a pag. 329 per verificare che le giunzioni abbiano un funzionamento unidirezionale.

Rilievo statico delle caratteristiche

È un metodo manuale di rilievo punto per punto che si effettua regolando le alimentazioni e le polarizzazioni e misurando le coordinate del punto di riposo su strumenti inseriti secondo le regole del metodo volt-ampermetrico.

(1) Occorre fare attenzione che la corrente della portata ohmmetrica che si sceglie non sia superiore a quella ammissibile nelle giunzioni: è quindi opportuno non utilizzare mai le portate $\times 1$ o $\times 10$, generalmente sedi di correnti assai elevate (vedi anche p. 329).

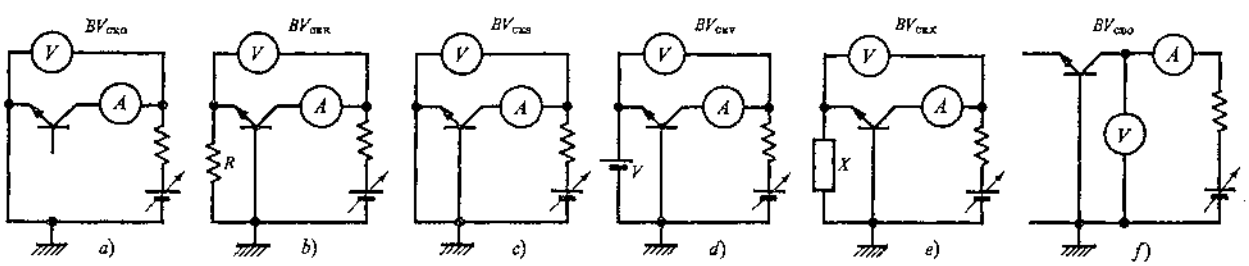


Figura 6.19. Circuiti per la misura delle tensioni di breakdown.

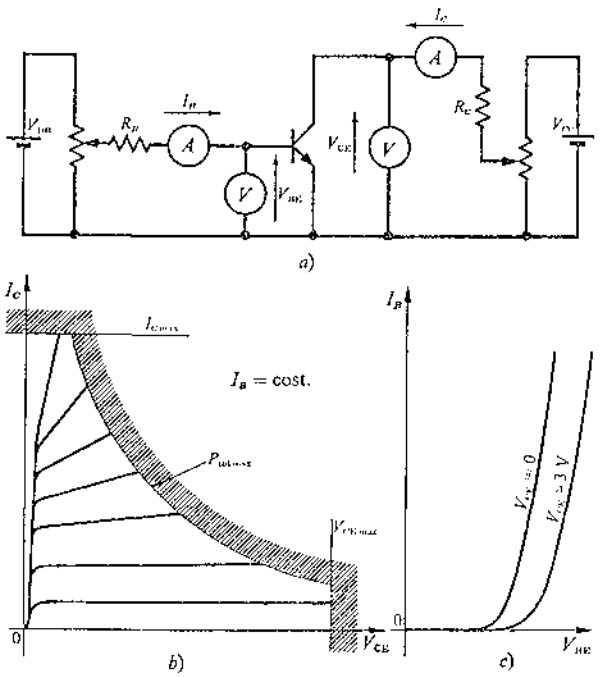


Figura 6.20. Rilievo delle caratteristiche ad emettitore comune punto per punto: *a*) circuito; *b*) caratteristiche d'uscita; *c*) caratteristiche d'ingresso.

A titolo di esempio, nella fig. 6.20.*a* è riportato il circuito per il rilievo delle caratteristiche ad emettitore comune. Anche in questo caso, come già detto per i diodi, è consigliabile l'utilizzazione di voltmetri elettronici ad elevata impedenza d'ingresso per limitare gli errori di consumo, particolarmente dannosi nella misura di V_{BE}. Nel circuito di collettore l'inserzione del voltmetro a valle è consigliabile solo se è di tipo elettronico, altrimenti è in genere preferibile l'inserzione a monte perché in tal modo l'eventuale errore di consumo è sulla V_{CE} che è meno critica della I_C.
Si ripete nuovamente la necessità di conoscere preventivamente i valori limite del dispositivo, facilmente ricavabili dai manuali, e l'opportunità di riportarli sul piano delle caratteristiche d'uscita (fig. 6.20.*b*) prima di procedere ai rilievi, in modo tale da assicurarsi di non oltrepassare i limiti di funzionamento consentiti.

Caratteristiche d'uscita: prefissato il valore di I_B per il quale si vuole rilevare la caratteristica, e che deve rimanere costante per tutta la durata della prova, si agisce sull'alimentazione di collettore, rilevando per ogni suo valore coppie di I_C e V_{CE}, punti della caratteristica che si sta ricercando.
Al variare del valore di I_B si ottengono le diverse curve caratteristiche che costituiscono la famiglia d'uscita del transistore. Si noti che, non essendo il BJT inserito in una rete di stabilizzazione, è necessario che la durata della prova sia la più breve possibile per non cadere in deriva termica qualora si proceda verso i valori limite del dispositivo.

Caratteristiche d'ingresso: si regola l'alimentazione di collettore in modo da ottenere un valore di V_{CE} prefissato che deve essere mantenuto costante per tutto il corso del rilievo e si impongono via via con il potenziometro di base valori di I_B compresi tra 0 e $I_{B\max}$, rilevando così coppie di valori di I_B e V_{BE} che costituiscono punti della caratteristica cercata. Data la scarsa influenza della tensione V_{CE} sul funzionamento del transistore, anche variandola notevolmente (oltre i 2÷3 V) le successive caratteristiche d'ingresso risultano tutte praticamente sovrapposte.
Dato che la forma delle caratteristiche è nota a priori, è consigliabile aumentare il numero di rilievi dove ci si aspetta un cambiamento della pendenza (*ginocchi*), mentre la misura può essere snellita in corrispondenza di andamenti lineari.
Non si ritiene necessario descrivere come si rilevino altre caratteristiche e per altre configurazioni: l'idea-base è sempre la stessa e quindi la si lascia come ricerca per il lettore.

Misura di h_{FE}

Esistono in commercio semplici strumenti *prova-transistor* che, oltre ad altre misure, consentono quella di h_{FE}. Alla base vi è un circuito molto simile a quello di fig. 6.20.*a* al quale è apportata soltanto qualche piccola modifica (fig. 6.21.).
La misura di h_{FE} si trae dal confronto tra le cadute di tensione che si generano sui resistori R_1 ed R_2 per effetto della circolazione di I_B e $I_E \simeq I_C$: tali resistori debbono risultare molto più piccoli rispettivamente di R_B e R_C. Il resistore variabile R_3 a sua volta deve essere molto maggiore di R_2, e deve variare di resistenza con legge lineare e con buona precisione. Infatti, se $R_1 = R_2$ e il millivoltmetro differenziale, che agisce da rivelatore di zero, segna lo zero per una posizione di R_3 pari a 1/50 del suo valore massimo, vuol dire che h_{FE} vale 50 unità. Normalmente il resistore R_1 viene variato a scatti (per es. decadici) per poter disporre di un campo di misura più esteso. Nel caso precedente, se fosse stato $R_1 = 10R_2$, si avrebbe avuto un h_{FE} di 500.

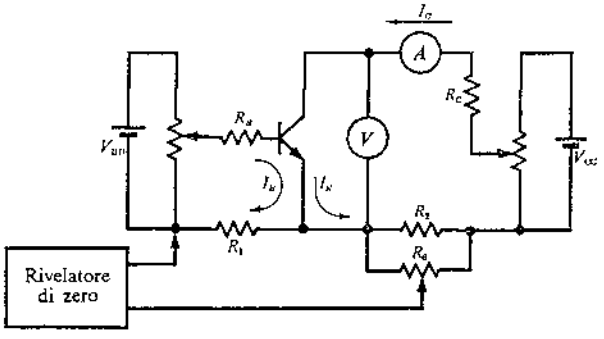


Figura 6.21. Circuito semplificato per la misura di h_{FE} (per transistori PNP è necessario invertire le polarità di V_{BB} e V_{CC}).

Concludendo, il valore di h_{FE} si ottiene moltiplicando la lettura sul quadrante tarato di R_3 per un fattore moltiplicativo indicato su R_1.
Naturalmente, prima di procedere ad ogni misura di h_{FE} è necessario portare il transitore a funzionare nel punto di riposo che interessa.

Rilievo automatico delle caratteristiche. Tracciatore

Le curve caratteristiche dei transistori, ma più in generale di qualunque dispositivo a due o tre terminali, possono essere visualizzate o sullo schermo di un oscilloscopio (ed eventualmente fotografate) oppure sulla carta di un registratore XY, qualora si disponga di uno strumento chiamato *tracciatore di curve* (*curve tracer*). È posto in commercio da più case costruttrici, ma può esserne realizzata facilmente una versione semplificata alla quale ci si riferirà qui di seguito.
I vantaggi che il rilievo automatico presenta rispetto a quello per punti sono i seguenti:
– rivela immediatamente eventuali irregolarità nella caratteristica, difficilmente riscontrabili in altro modo;
– consente di osservare funzionamenti ai limiti (ed oltre), mediante esplorazione a basso ciclo di lavoro, là dove, con funzionamento statico, potrebbe prodursi riscaldamento;
– consente di rilevare valori e parametri;
– serve a verificare rapidamente l'integrità del dispositivo.

Principio di funzionamento

Si consideri il classico circuito di fig. 6.22. nel quale è tenuta costante la V_{BB} e quindi la I_B abbia un valore prefissato. Se ora si apporta una variazione al valore di V_{CC} in modo che V_{CE} passi da 0 a V_{CEmax}, corrispondentemente anche la I_C varierà assumendo tutti i valori compresi tra 0 e I_{Cmax}, in modo tale che le coppie di I_C e V_{CE} corrispondenti, se rivelate, costituirebbero tutti i punti della curva in *b*) (1).
Il problema di rivelare in successione tutti questi punti è abbastanza ovvio: analogamente a quanto si effettua per il rilievo dinamico della caratteristica di un diodo si può, per es., prelevare la tensione V_{CE} ai capi del transistore ed avviarla all'asse X di un oscilloscopio, al cui asse Y va invece la caduta ai capi di R_C, che ovviamente è proporzionale ad I_C.
La prova può essere facilmente eseguita in laboratorio, provocando la variazione di V_{CE} mediante il

(1) Si sottolinea il fatto che questi rilievi sono consentiti soltanto qualora si piloti il collettore con impulsi di V_{CE} a basso ciclo di lavoro, in quanto il punto I_{Cmax} e V_{CEmax} si trova ben al di sopra dei limiti di dissipazione massima (come mostra la fig. 6.20.*b*) che, se mantenuti per periodi non brevissimi, porterebbero alla distruzione del componente.

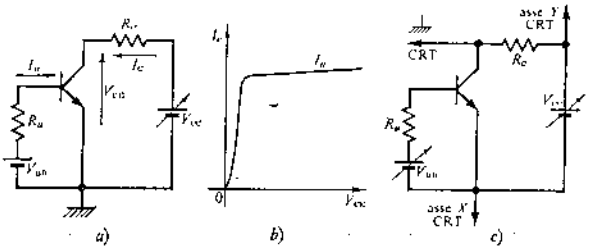


Figura 6.22. Principio del tracciatore di curve: *a*) circuito di partenza; *b*) caratteristica risultante; *c*) collegamenti all'oscilloscopio.

comando di tensione dell'alimentatore che costituisce la V_{CC}. L'unica difficoltà è costituita dalle masse: il segnale prelevato ai capi di R_C è fuori massa e quindi non può essere visualizzato a meno che l'oscilloscopio sia provvisto di ingresso differenziale. Più comunemente l'inconveniente viene superato facendo funzionare l'oscilloscopio con una massa diversa da quella del circuito e degli alimentatori e coincidente col punto di collettore, cosicché i due segnali avviati all'oscilloscopio hanno un punto di massa comune (fig. 6.22.*c*). In tal modo però, invece della V_{CE} si preleva la $-V_{CE}$ e sullo schermo apparirà la caratteristica con l'asse delle ascisse diretto da destra a sinistra, a meno che il canale X dell'oscilloscopio non consenta di invertire il segno (POLARITY).
Variando poi il valore di V_{BB} (2), si cambia la I_B e quindi, eseguendo la stessa manovra precedente su V_{CC} si visualizza un'altra caratteristica (quella per il nuovo valore imposto di I_B).
Si comprende quindi che agendo in tal modo si riesce a rappresentare tutta la famiglia di caratteristiche d'uscita, ma il metodo risulta senz'altro poco pratico.

Schema di principio

Ad un risultato certamente più significativo si perviene utilizzando opportuni generatori di segnale, le cui forme d'onda sono riportate in fig. 6.23.:
– un *generatore di esplorazione di collettore*, che provochi la variazione periodica di V_{CE} da 0 a V_{CEmax}; la forma d'onda non ha molta importanza purché sia unidirezionale. Più spesso è una sinusoide raddrizzata ad onda intera, ma sono ad essa preferibili segnali a dente di sega o impulsi (3); la frequenza di ripetizione deve essere sufficientemente elevata da evitare che l'immagine sullo schermo risulti tremolante (flicker) ma non tanto da creare problemi con gli elementi parassiti e col guadagno di eventuali

(2) Con questo circuito è possibile poi visualizzare la retta di carico statica (per carico = R_C), assegnando a V_{CC} un valore costante e facendo variare la I_B tra 0 e I_{Bmax}. Il luogo della curva risultante è appunto la retta di carico statica, facilmente individuabile qualora si disponga di un Oscilloscopio a memoria.
(3) A basso ciclo di lavoro e ampiezza linearmente crescente tra zero e V_{CEmax}.

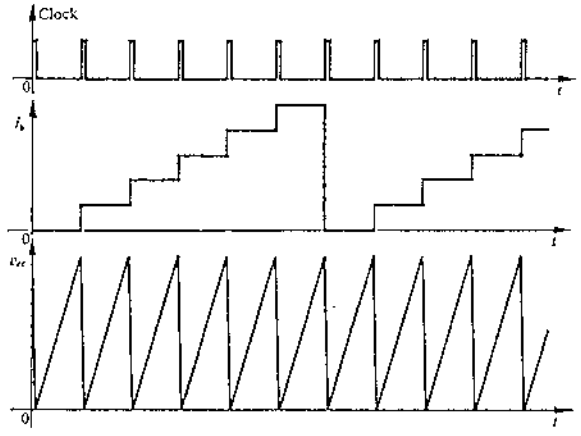


Figura 6.23. Forme d'onda che occorre generare in un tracciatore e loro correlazione temporale. (In questo caso si visualizza una famiglia di 6 curve).

amplificatori operazionali utilizzati nel circuito (essa viene generalmente scelta compresa tra 70 e 500 Hz);
– un *generatore di gradinata* per la corrente di base, in quanto, durante ogni esplorazione in cui viene visualizzata una curva, la I_B deve rimanere costante, ma, non appena inizia un'altra esplorazione, I_B deve passare ad un nuovo valore perché si visualizzi una diversa curva, e così via sino alla descrizione di tutta la famiglia.
Da quanto si è detto si comprende che vi dovrà essere una correlazione rigida tra la tensione del generatore di sweep del collettore e la corrente del generatore di gradinata di base: ogni gradino di quest'ultima dovrà avere la stessa durata di una esplorazione (sweep). Lo schema dello strumento risulterà allora quello della fig. 6.24.

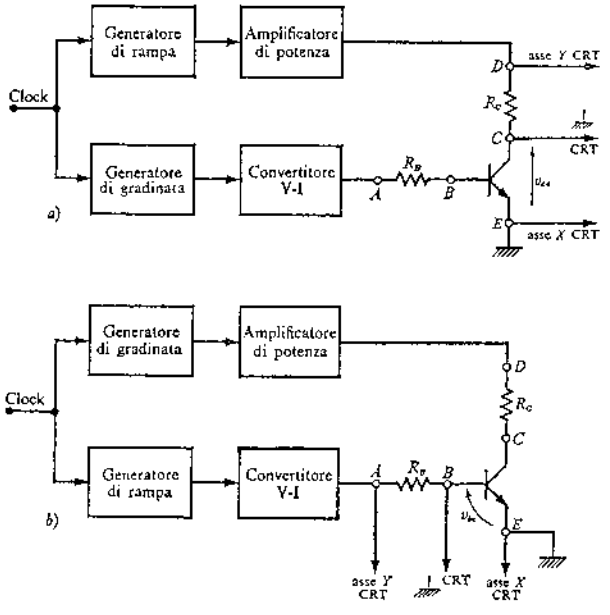


Figura 6.24. Tracciatore di curve: schema di principio, predisposto per la visualizzazione delle caratteristiche d'uscita (*a*) e d'ingresso (*b*) di un BJT *n-p-n*.

Appare evidente (*a*) che se si considera in *C* la massa dell'oscilloscopio e si applicano la v_{DC} ($\propto i_c$) all'ingresso *Y* e la v_{EC} all'ingresso *X* (possibilmente invertito), appaiono sullo schermo le caratteristiche d'uscita. Se invece (*b*) si considera in *B* la massa dell'oscilloscopio e si applica all'asse *Y* la tensione v_{AB} ($\propto i_b$) e a quello *X* la v_{BE}, avendo avuto cura di invertire i due generatori tra di loro, appariranno sullo schermo le caratteristiche d'ingresso.
Va infine notato che sullo schermo dell'oscilloscopio si possono anche eseguire misure, servendosi del reticolo, con la precisione tipica di questo strumento. Infatti le misure lungo gli assi delle ascisse, che riportano normalmente delle tensioni (V_{CE}, V_{BE}), avvengono nel modo usuale, utilizzando il fattore di deflessione, mentre per quelle lungo gli assi delle ordinate una comoda taratura si mantiene soltanto se le resistenze convertitrici corrente-tensione (per es. la R_C in *a*) oppure la R_B in *b*) sono di valore ohmico pari a potenze di 10, cioè 10^n. In tal modo la misura della corrente avverrà moltiplicando il numero di divisioni sullo schermo per un nuovo fattore di deflessione che si ottiene da quello dell'oscilloscopio diviso per 10^n e che avrà ora per unità di misura A/div.

Particolarità circuitali

Nella realizzazione dello schema di principio della fig. 6.24. occorre ricordare che è molto importante una precisa sincronizzazione tra la tensione a rampa e quella a gradinata. Ciò è ottenuto asservendo questi due generatori ad un unico clock. I circuiti più importanti sono:

– *Clock*; è realizzato per es. con un multivibratore astabile fortemente asimmetrico (fig. 6.25.*a*), dato il valore molto diverso della resistenza *R* che entra nella costante di tempo nei due semiperiodi. La frequenza ottima è di (200÷400) Hz, il ciclo di lavoro attorno al 10%.

– *Generatore di rampa*; è un normale integratore nel quale un transistore con funzione di interruttore pone periodicamente in cortocircuito il condensatore, al ritmo del clock, riportando così la rampa a zero (*b*).

– *Generatore di gradinata*; in ingresso riceve gli impulsi clock che vanno ad un contatore binario; questo conta fino a *N* (numero di caratteristiche che si vogliono visualizzare, per es. 8) e poi si azzera, riprende il conteggio e a *N* nuovamente si azzera e così via. Il numero binario all'uscita del contatore viene applicato ad un convertitore *D-A*, dal quale si ottiene una tensione che cresce a gradini per ogni impulso di clock fino a *N* e poi torna a zero (*c*).

In fig. 6.23. sono riportate le correlazioni tra le forme d'onda generate dai circuiti or ora descritti.

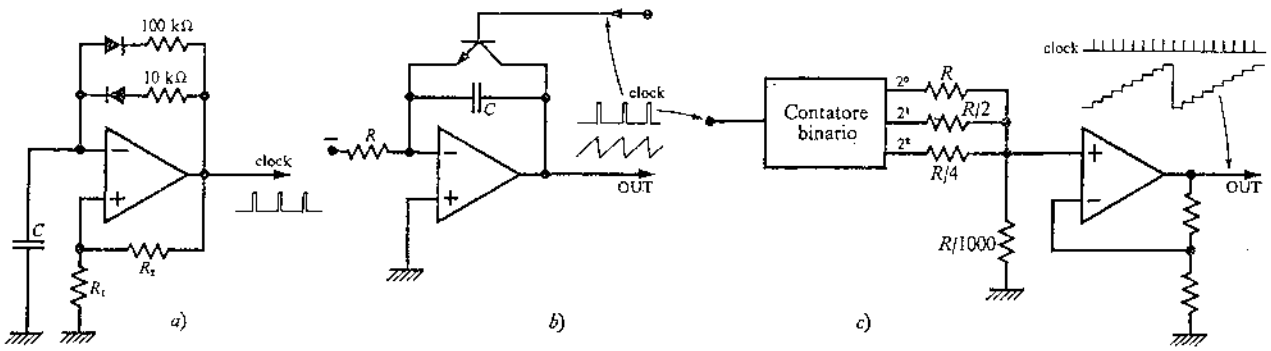


Figura 6.25. Tracciatore di curve. Circuiti di: *a*) clock; *b*) generatore di rampa; *c*) generatore di gradinata.

Altre utilizzazioni

Si è illustrato l'uso del tracciatore per visualizzare le caratteristiche ad emettitore comune di un BJT ed eventualmente eseguire su di esse delle misure. In modo del tutto analogo si procede per le caratteristiche a base comune e a collettore comune.
L'utilizzazione di questo strumento non è però così limitata: si comprende che il suo principio di funzionamento è assai generale e lo rende idoneo ad eseguire le stesse operazioni anche su altri componenti, passivi o attivi, a due o a tre terminali. Naturalmente occorre apportare qualche variazione allo schema, suggerita dalle modalità di funzionamento del componente in esame.
Per es. si può visualizzare e *misurare la caratteristica diretta* di un diodo inserendolo tra il punto *C* ed *E*, lasciando libero il punto *B* e per il resto come se si volessero vedere le caratteristiche d'uscita. Oppure inserendolo tra *B* ed *E* e per il resto come se si volessero vedere le caratteristiche d'ingresso.
Naturalmente possono essere visualizzate anche le caratteristiche di un FET: per quelle d'uscita si procede come per quelle di un BJT, eliminando però il convertitore *V-I*. Per la transcaratteristica, i generatori vanno collegati come in fig. 6.24.*b* (escludendo il convertitore *V-I*) e all'asse *X* va la tensione del punto *B* (il gate), mentre all'asse *Y* la v_{DC} proporzionale alla corrente di drain. Si noti che queste due tensioni non hanno una massa comune da collegare a quella dell'oscilloscopio e quindi è indispensabile (solo per la transcaratteristica) usare un oscilloscopio a ingresso differenziale o prelevare la v_{DC} con un amplificatore differenziale.
Naturalmente si possono visualizzare anche caratteristiche di componenti passivi come resistori, termistori, VDR, fotoresistori, fotodiodi ....

Misura dei parametri in bassa frequenza

Si vuole qui prendere in esame la possibilità di misurare i parametri dinamici che caratterizzano il funzionamento, per piccoli segnali e in bassa frequenza, di un transistore bipolare.
Assieme a tutti gli altri dati, sui manuali si trovano, per ogni tipo di transistore, i parametri misurati in un particolare punto di riposo assieme agli andamenti del fattore moltiplicativo mediante il quale i loro valori possono essere corretti per adeguarli ad un punto di riposo diverso. Alternativamente vengono forniti invece gli andamenti dei parametri al variare del punto di riposo.
Nondimeno ha una certa rilevanza didattica ed anche pratica (per evitare il fenomeno della dispersione) sapere come si possa procedere ad una misura dei parametri.
Tra tutti i parametri possibili si considereranno, per semplicità, solo quelli ibridi (cioè i parametri *h*) che sono ormai di uso generalizzato e tra questi in particolare quelli della configurazione a emettitore comune.
Si lascia al lettore la possibilità di estendere i metodi descritti ad altre famiglie di parametri e ad altre configurazioni circuitali: qui ci si limiterà a riportare eventuali formule di conversione.

Definizione

Si richiamano brevemente le definizioni dei singoli parametri ibridi. Ricordando che essi appaiono nelle due equazioni:

$$v_b = h_{ie}\, i_b + h_{re}\, v_c$$

$$i_c = h_{fe}\, i_b + h_{oe}\, v_c$$

appare chiaro che

$$h_{ie} = \left.\frac{v_b}{i_b}\right|_{V_{CE}=\text{cost}\ (v_c=0)}; \qquad h_{re} = \left.\frac{v_b}{v_c}\right|_{I_B=\text{cost}\ (i_b=0)};$$

$$h_{fe} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{V_{CE}=\text{cost}\ v_c=0)}; \qquad h_{oe} = \left.\frac{i_c}{v_c}\right|_{I_B=\text{cost}\ (i_b=0)}$$

dove v_b, i_b, v_c, i_c rappresentano piccoli incrementi rispetto alle grandezze statiche V_{BE}, I_B, V_{CE}, I_C rispettivamente.

Metodo statico-grafico

Si procede a partire dalle caratteristiche del dispositivo (prendendo quelle fornite dal costruttore o meglio rilevandole con i metodi in dc o automa-

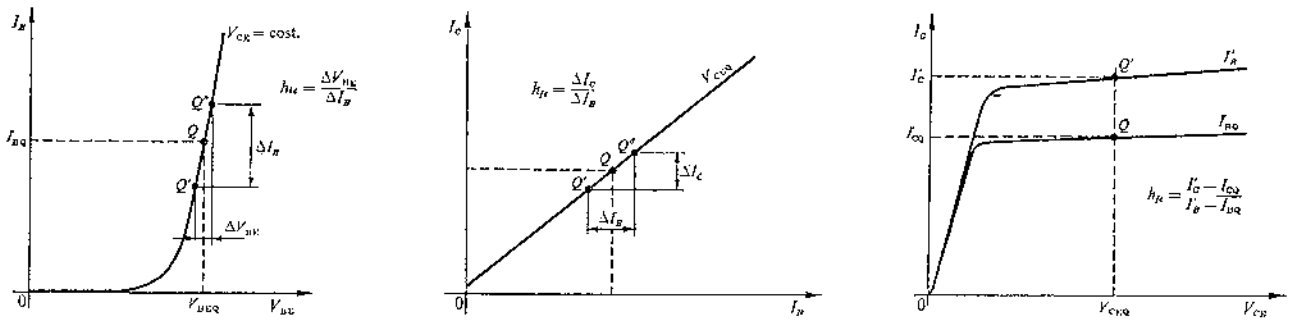


Figura 6.26. Rilievo dei parametri h dalle caratteristiche statiche.

tico visti nelle pagine precedenti), mediante costruzioni geometriche.

1° Esempio. Il parametro h_{ie} può essere ricavato dalla caratteristica d'ingresso (fig. 6.26.*a*). Avendo a disposizione la caratteristica passante per il punto di riposo e tenendo presente la definizione

$$h_{ie} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \quad \text{per } V_{CE} = \text{cost.}$$

una variazione di I_B (a V_{CE} = costante) provoca uno spostamento, per es. da Q' a Q'', del punto di riposo lungo la curva caratteristica: il rapporto tra la variazione della tensione di base e quella della corrente che l'ha prodotta, è proprio il parametro cercato.

2° Esempio. Il parametro h_{fe} può ricavarsi molto facilmente dalle caratteristiche di trasferimento. Avendo a disposizione quella passante per il punto di riposo (fig. 6.26.*b*), provocata una variazione di questo a V_{CE} costante (cioè lungo la curva), per es. tra Q' e Q'' si ottiene h_{fe} come rapporto tra le variazioni corrispondenti ΔI_C e ΔI_B.
Alternativamente il parametro h_{fe} può essere ricavato dalle più comuni e più usate caratteristiche d'uscita (fig. 6.26.*c*). Provocata una variazione a V_{CE} costante (Q passa a Q'), si ottiene:

$$h_{fe} = \frac{I'_C - I_{CQ}}{I'_B - I_{BQ}}.$$

Il rilievo degli altri parametri segue questa stessa logica ed è lasciato come esercizio.

Metodo dinamico

Consiste nel polarizzare il transistore nel punto di riposo voluto e poi, con l'intervento di un generatore di segnale, sottoporlo ad un regime variabile (sinusoidale) di bassa frequenza (tipicamente 1 kHz) di piccoli segnali.
Anche questo metodo verrà illustrato per la sola configurazione a emettitore comune.

Misura di h_{ie}: il circuito è quello della fig. 6.27.*a* nel quale si prescinde dalla regolazione del punto di riposo.

Il gruppo Z_B risuona ad 1 kHz (la frequenza del generatore di v_s) e deve presentare un Q molto elevato: in tal modo i percorsi della i_s e della I_B possono essere parzialmente separati per unirsi solo nella base del transistore. La precisione della misura è tanto migliore quanto più R_s, Z_B, R_V (resistenza interna del voltmetro) sono elevati rispetto ad h_{ie}. Il resistore R_E serve per la stabilizzazione del punto di riposo. Il tasto ha la funzione di impedire che C_E si carichi a V_{BE} quando non vi è alcun transistore inserito, che altrimenti potrebbe distruggersi al momento dell'inserzione. La misura avviene premendo il tasto e misurando con un voltmetro elettronico in ac la v_b e la v_{R_s} (1) dalle quali:

$$h_{ie} = \frac{v_b}{i_b} \simeq \frac{v_b}{i_s} \simeq \frac{v_b}{v_s} R_s$$

mentre il condensatore C_C assicura che la prova avvenga a V_{CE} costante.

Misura di h_{re}: il circuito (*b*) è in gran parte ancora quello visto in (*a*), non vi è più il generatore di segnale in base, ma è stato trasportato sul collettore con accoppiamento trasformatorico. Essendo il circuito di base praticamente aperto per il funzionamento dinamico ($i_b = 0$), risulterà

$$h_{re} = \frac{v_b}{v_c}.$$

Misura di h_{fe}: si ricorre ad un circuito come in (*c*). Sarebbe necessario che v_c fosse nulla perché rigorosamente fosse $h_{fe} = i_c/i_b$, ma in questa situazione non si riuscirebbe a misurare i_c. Se si ricorda che il guadagno di corrente vale

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_L}$$

(1) In tutte queste misure non vengono mai usati ampermetri e ciò per almeno due motivi: il primo che la loro inserzione provoca sempre una perturbazione nel circuito di misura, ma soprattutto perché interessa la parte variabile (molto piccola) di correnti che hanno anche una componente continua (molto più grande). L'ampermetro (per ac) le misurerebbe entrambe. Si gira l'ostacolo misurando la caduta di tensione ai capi di un resistore di valore noto.

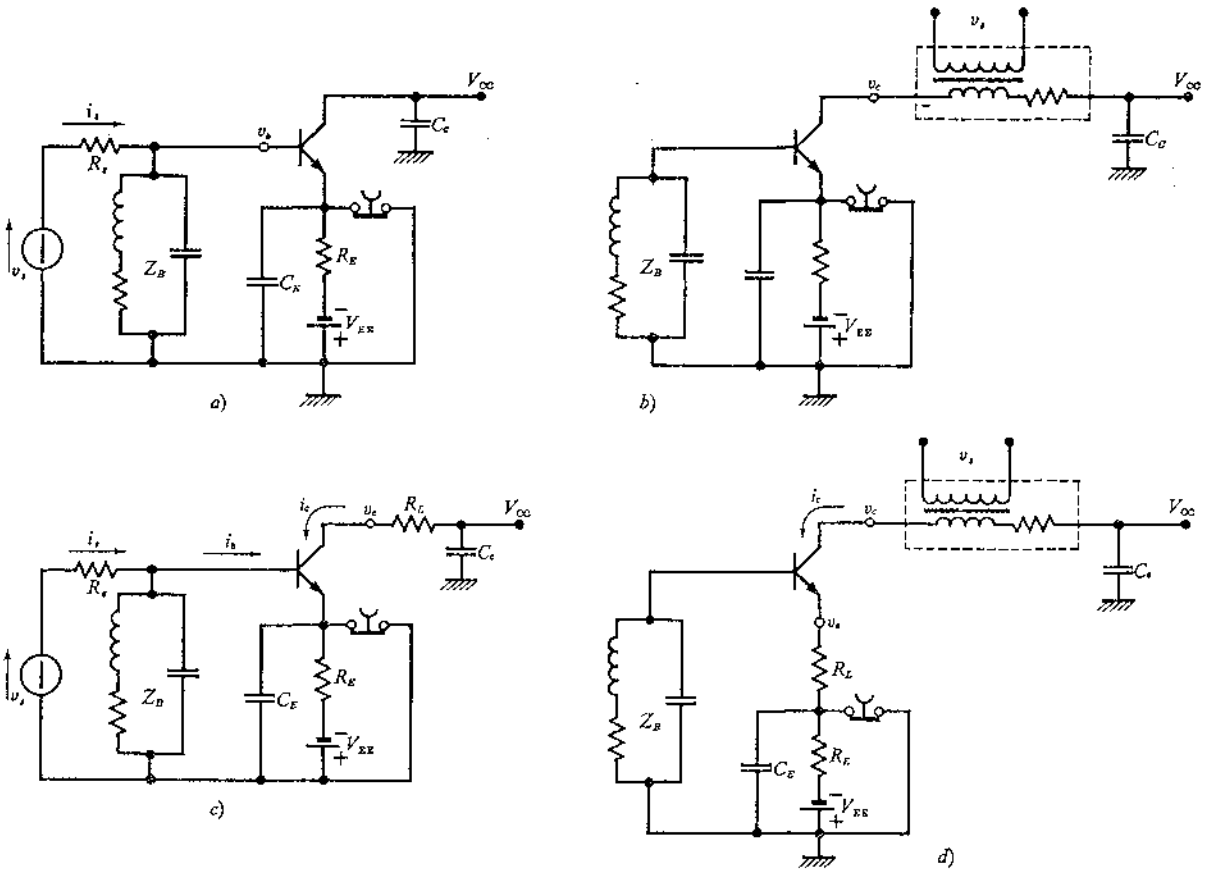


Figura 6.27. Misura dinamica dei parametri ibridi. Circuiti per la misura di: *a)* h_{ie}; *b)* h_{re}; *c)* h_{fe}; *d)* h_{oe}.

ci si rende conto che $A_i \simeq h_{fe}$ se $R_L \ll 1/h_{oe}$. Quindi anche se v_c non sarà rigorosamente nulla, tuttavia si potrà misurare h_{fe} come se fosse il guadagno di corrente, a patto che sia R_L molto piccola ($10 \div 100\ \Omega$).

Basta allora misurare la tensione v_c e quella ai capi di R_s e si ha:

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{v_c}{R_L} \cdot \frac{R_s}{v_{R_s}} = \frac{R_s}{R_L} \cdot \frac{v_c}{v_{R_s}}.$$

Si può ottenere una lettura diretta calibrando la scala con un cortocircuito tra base e collettore, a cui corrisponde un $h_{fe} = 1$.

Misura di h_{oe}: il circuito è quello in (*d*), nel quale la $i_b = 0$ dato l'elevato valore di Z_B se Q è grande. La resistenza R_L dovrebbe essere nulla, la si pone invece di piccolo valore ($\ll 1/h_{oe}$) per poter rilevare il valore di i_c ($\simeq i_c$). Si avrà allora:

$$h_{oe} \simeq \frac{i_c}{v_c} \simeq \frac{1}{R_L} \frac{v_s}{v_c}.$$

Avvertenza. Nelle misure descritte precedentemente i segnali debbono essere molto piccoli rispetto alle corrispondenti grandezze in continua, tuttavia non così piccoli che il rumore possa essere paragonabile a questi segnali, altrimenti la precisione ne risentirebbe.

La precisione di queste misure non è molto elevata, ma per la maggior parte delle necessità è più che sufficiente. A individuarla contribuiscono, oltre agli errori veri e propri di misura, quelli da attribuire al metodo, con tutte le approssimazioni di cui si è detto. Complessivamente, se si rispettano le ipotesi formulate sui dimensionamenti dei vari circuiti, si può ritenere non peggiore del 5%.

Metodo dinamico approssimato

In tutti i casi in cui non vi sono vincoli particolarmente stringenti di precisione, è preferibile ricorrere ad un circuito (fig. 6.28.) che è notevolmente più semplice, ma in esso il punto di riposo non è stabilizzato durante la misura ed i risultati che si ottengono presentano una maggiore approssimazione.

Una volta imposto il punto di riposo voluto, regolando i potenziometri di V_{BB} e V_{CC}, si procede:

– per la *misura di* h_{ie}, applicando in A un segnale sinusoidale a 1 kHz. Occorre verificare che i_b risulti piccola di ampiezza rispetto alla I_{BQ}, imponendo un appropriato valore di v_s. Il condensatore C_C posto in C, realizza la condizione $V_{CE} = \text{cost.}$ ($v_c = 0$). Poiché il circuito è dimensionato con $R_B \gg h_{ie}$ e

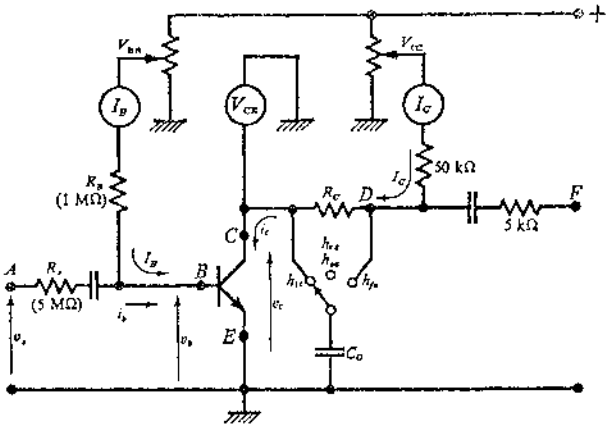


Figura 6.28. Circuito per la misura dinamica approssimata dei parametri h.

$R_s \gg h_{ie}$, risulta $i_b = v_s/R_s$ (1) e quindi

$$h_{ie} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{v_b}{v_s} R_s ;$$

nota allora R_s si perviene al risultato dalle misure di v_s e v_b;

– per la *misura di* h_{fe}, con il condensatore C_C in D, non è verificata completamente la condizione $V_{CE} =$ = cost. ($v_c = 0$), tuttavia si cerca di non allontanarsene troppo inserendo una R_C piccola (10 ÷ 100 Ω), che del resto è indispensabile per « sentire » la corrente i_c.
Con il segnale v_s applicato in A come per la misura di h_{ie} si ha

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} \simeq \frac{R_s}{v_s} \cdot \frac{v_c}{R_c} = \frac{R_s}{R_c} \cdot \frac{v_c}{v_s}$$

quindi, noti R_s e R_c, dalla misura di v_c e v_s si perviene al risultato;

– per la *misura di* h_{re}, l'ingresso A è lasciato aperto, la via tra B e massa dovrebbe essere infinita perché fosse $i_b = 0$. In realtà c'è la resistenza R_B, che è grande ma non infinita: questo rappresenta una causa di imprecisione. Ad ogni modo dopo aver escluso C_C si applica il solito segnale v_s, questa volta in F, si verifica che v_c risulti piccolo rispetto alla V_{CE} e quindi si ha

$$h_{re} = \frac{v_b}{v_c}$$

pervenendo immediatamente al risultato dalla misura di queste due tensioni;

– per la *misura di* h_{oe}, le condizioni di misura sono le stesse che per h_{re}, solo che, essendo $i_c = v_{R_c}/R_c$, si ha

$$h_{oe} = \frac{i_c}{v_c} = \frac{v_{R_c}}{v_c} \cdot \frac{1}{R_c}$$

(1) Vedi nota a pag. 346.

e si perviene al risultato dalla misura delle tensioni v_{R_c} e v_c, dato che R_c è nota. Occorre fare attenzione che v_{R_c} è una tensione completamente fuori massa e quindi per misurarla è necessario ricorrere ad uno strumento con ingresso differenziale o ponendo la massa dello strumento in C.
Concludendo si ricorda che, oltre all'inconveniente di eseguire la misura su di un transistore non stabilizzato, questo metodo non realizza con grande approssimazione la condizione $i_b = 0$ quando si misurano h_{re} e h_{oe}: questi parametri risultano quindi scarsamente precisi.
Il metodo è tuttavia, almeno circuitalmente, molto più semplice ed è utilizzato in tutti quei casi (piuttosto frequenti) nei quali la precisione richiesta consente di utilizzare il circuito equivalente semplificato ($h_{re} = 0$ e $h_{oe} = \infty$).

Conclusione

Si sono visti metodi per la misura dei parametri ibridi della configurazione emettitore comune. L'estensione ad altre configurazioni è concettualmente immediata, richiede solo qualche adattamento di dettaglio e non viene quindi considerata.
Per chi avesse necessità dei parametri delle altre configurazioni vengono riportate nella tab. 6.2. le formule di conversione tra i parametri h delle diverse configurazioni e tra questi ed i parametri r del circuito equivalente a T.

Misura dei parametri in alta frequenza

È ben noto che il comportamento di un transistore bipolare in alta frequenza viene ormai universalmente studiato facendo riferimento al circuito equivalente a π ibrido (circuito di Giacoletto, fig. 6.29.*a*). I parametri che in esso figurano vengono in parte calcolati conoscendo la corrente I_{CQ} di riposo ed i parametri ibridi ed in parte misurati. Qui di seguito si indica come si perviene alla misura di f_T, $C_{b'c}$ e $r_{bb'}$.

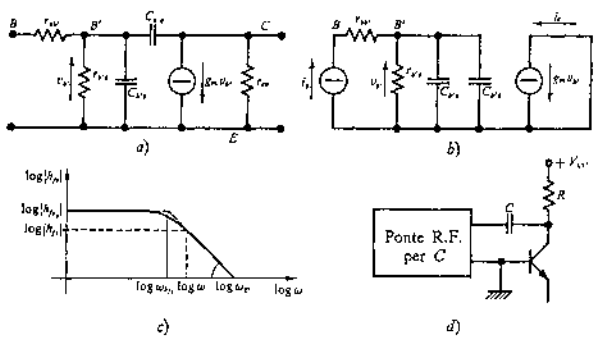


Figura 6.29. Misura dei parametri di un BJT in alta frequenza: *a*) circuito di Giacoletto; *b*) circuito modificato per la misura di h_{fe}; *c*) diagramma di h_{fe}; *d*) disposizione per la misura di $C_{b'c}$.

Tabella 6.2. *Formule di conversione tra i parametri h e tra questi e i parametri r* (1).

	Emettitore comune	Base comune	Collettore comune	Parametri *r*
h_{ie} (Ω)	2700	$\frac{h_{ib}}{1+h_{fb}}$	h_{ic}	$r_b+\frac{r_e}{1-\alpha}$
h_{re}	$1{,}5\cdot10^{-4}$	$\frac{h_{ib}h_{ob}}{1+h_{fb}}-h_{rb}$	$1-h_{rc}$	$\frac{r_e}{(1-\alpha)r_c}$
h_{fe}	220	$-\frac{h_{fb}}{1+h_{fb}}$	$-(1+h_{fc})$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
h_{oe} (μA/V)	18	$\frac{h_{ob}}{1+h_{fb}}$	h_{oc}	$\frac{1}{(1-\alpha)r_c}$
h_{ib} (Ω)	$-\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}$	12	$-\frac{h_{ic}}{h_{fc}}$	$r_e+(1-\alpha)r_b$
h_{rb}	$\frac{h_{ie}h_{oe}}{1+h_{fe}}-h_{re}$	$7\cdot10^{-5}$	$h_{rc}-1-\frac{h_{ic}h_{oc}}{h_{fc}}$	$\frac{r_b}{r_c}$
h_{fb}	$-\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}$	−0,995	$-\frac{1+h_{fc}}{h_{fc}}$	$-\alpha$
h_{ob} (μA/V)	$\frac{h_{oe}}{1+h_{fe}}$	0,081	$-\frac{h_{oc}}{h_{fc}}$	$\frac{1}{r_c}$
h_{ic} (Ω)	h_{ie}	$\frac{h_{ib}}{1+h_{fb}}$	2700	$r_b+\frac{r_e}{1-\alpha}$
h_{rc}	$1-h_{re}\simeq1$	1	1	$1-\frac{r_e}{(1-\alpha)r_c}$
h_{fc}	$-(1+h_{fe})$	$-\frac{1}{1+h_{fb}}$	−221	$-\frac{1}{1-\alpha}$
h_{oc} (μA/V)	h_{oe}	$\frac{h_{ob}}{1+h_{fb}}$	18	$\frac{1}{(1-\alpha)r_c}$
α	$\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}$	$-h_{fb}$	$\frac{1+h_{fc}}{h_{fc}}$	0,995
r_c (MΩ)	$\frac{1+h_{fe}}{h_{oe}}$	$\frac{1-h_{rb}}{h_{ob}}$	$-\frac{h_{fc}}{h_{oc}}$	12,3
r_e (Ω)	$\frac{h_{re}}{h_{oe}}$	$h_{ib}-\frac{h_{rb}}{h_{ob}}(1+h_{fb})$	$\frac{1-h_{rc}}{h_{oc}}$	8,3
r_b (Ω)	$h_{ie}-\frac{h_{re}}{h_{oe}}(1+h_{fe})$	$\frac{h_{rb}}{h_{ob}}$	$h_{ic}+\frac{h_{fc}}{h_{oc}}(1-h_{rc})$	858

Misura di f_T

La frequenza f_T, detta *frequenza di transizione*, è quel valore in corrispondenza del quale il transistore smette di amplificare. È ben noto che un transistore bipolare presenta un guadagno di corrente (in cortocircuito) $\bar{h}_{fe}$ che al crescere della frequenza diminuisce in modulo via via progressivamente sino ad arrivare, appunto, alla frequenza f_T, dove vale 1 e quindi non si ha più amplificazione.

Alla determinazione di f_T non si perviene con una misura diretta perché è tanto elevata che ad essa il circuito di Giacoletto non è più un modello soddisfacente del transistore, ma considerando che il circuito in *a*), se si pone in corto circuito l'uscita, diviene quello in *b*) e quindi la sua funzione di trasferimento, che è poi il modulo di h_{fe}, presenta il diagramma di Bode indicato in *c*) nel quale, oltre la frequenza di taglio $f_{h_{fe}}$ si ha una curva asintotica inclinata di 45° (6 dB/ottava). Si ha allora

$$\frac{\log|h_{fe}|}{\log\omega_T-\log\omega}=\operatorname{tang}\frac{\pi}{4}=1$$

dalla quale discende:

$$f_T=|h_{fe}|\cdot f$$

ovvero *la frequenza di transizione è uguale al pro-*

(1) I dati numerici si riferiscono al transistore BC107 e sono stati misurati a 1 kHz con $I_c=2$ mA e $V_{CE}=5$ V.

dotto del modulo di h_{fe} per la frequenza alla quale è stato misurato.
Naturalmente occorre scegliere una frequenza maggiore di $f_{h_{fe}}$, per es. doppia, per avere la certezza che la curva coincida con l'asintoto, altrimenti non è più valida la relazione ottenuta.
Per misurare h_{fe} in corrispondenza della f [1] ci si può servire degli stessi circuiti visti in precedenza per la misura di h_{fe} a 1 kHz. È solo necessario utilizzare valori più bassi di R_s (perché, anche a quelle frequenze, possa essere considerato ancora un componente prevalentemente resistivo). Del resto ora la resistenza di ingresso è molto diminuita essendo praticamente $r_{bb'} + [1/j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})]$ e quindi la condizione che $i_s \simeq i_b$ può continuare a valere anche con R_s notevolmente minori.
È pure importante che la resistenza di carico sia molto piccola per ridurre l'effetto Miller.

Misura di $C_{b'c}$

Se si esegue la misura a frequenza non elevatissima (tipicamente a 1 MHz), ci si rende conto che tra B e C, nel circuito in *a*) è nettamente prevalente la reattanza di $C_{b'c}$.
Si capisce allora come la misura possa avvenire lasciando aperto l'emettitore del transistor, polarizzando inversamente la giunzione B-C come indicato in *d*).
Si ricorre ad un ponte a R.F. per misura di capacità con il metodo di sostituzione (*senza* e *con* il transistore). Il gruppo RC serve a disaccoppiare il regime statico e quello dinamico fuori dal transistore.

Misura di $r_{bb'}$

È un parametro difficile da misurare, ma fortunatamente non è molto importante e spesso è lecito trascurarlo o dargli un valore tipico ($100 \div 150\ \Omega$), senza provocare errori rilevanti nei calcoli.
Un metodo diretto potrebbe essere quello di eseguire la misura dell'impedenza d'ingresso del transistore in emettitore comune con carico dinamico nullo (*b*). È facile vedere che se la misura avviene a frequenza molto elevata, l'impedenza risulta puramente resistiva e coincide con la $r_{bb'}$.
L'inconveniente di questo metodo è che occorrerebbe operare ad una frequenza prossima alla f_T e quindi dove ormai il circuito di Giacoletto non dà più affidamento. Se proprio si ha la necessità di trovare quanto vale $r_{bb'}$ si può procedere indirettamente calcolando la frequenza di taglio della rete in (*b*), ma pilotata da un generatore ideale di tensione e non di corrente. È facile vedere che risulta:

$$f_T = \frac{1}{2\pi(r_{bb'} /\!/ r_{b'e})(C_{b'e} + C_{b'c})}.$$

Si tenga presente che dalla rete (*b*) pilotata dal generatore di corrente si ottiene invece la $f_{h_{fe}}$.
Misurata quindi f_T, se si conoscono già $r_{b'e}$, $C_{b'e}$ e $C_{b'c}$, si può ricavare $r_{bb'}$.

Conclusione

Una volta trovati i valori di f_T, $C_{b'c}$ e $r_{bb'}$, poiché già si conoscono I_{CQ} e i parametri ibridi di bassa frequenza, tutti i parametri che figurano nel circuito di Giacoletto possono essere noti [2].
Si tenga presente che anche questi parametri sono notevolmente dipendenti dal punto di riposo (fondamentalmente da I_{CQ}), come si può vedere da qualunque manuale.

Misura dei parametri di commutazione

L'attitudine dei transitori al funzionamento in commutazione è certamente legata a quella del funzionamento in alta frequenza. Vi sono tuttavia degli aspetti che sono tipici della commutazione, e cioè quei fenomeni che si verificano attorno alla interdizione e alla saturazione per effetto del sopraggiungere di impulsi veloci di comando.
Lo studio di questi fenomeni, a partire da parametri e caratteristiche, mediante elaborazione matematica, è laboriosa e non sempre pienamente soddisfacente. È molto più comune invece provocare nel transistore questo tipo di fenomeni e studiarli dalla loro visualizzazione sullo schermo di un oscilloscopio.

Tempi di chiusura e di apertura

Si chiama *tempo di chiusura* (*turn-on time*) il tempo che impiega il transistore a passare dall'interdizione alla conduzione ed è a sua volta costituito da due intervalli di tempo che sono il *tempo di ritardo* (*delay time*) ed il *tempo di salita* (*rise time*).
Il *tempo di apertura* (*turn-off time*) è invece il tempo che il transistore impiega a passare dalla conduzione alla interdizione ed è costituito dal *tempo di accumulo* (*storage time*) e da quello di *discesa* (*fall-time*).
Perché non si ingeneri confusione si tenga presente che si considera tempo di salita quello in corrispondenza di un aumento, in valore assoluto, della corrente di collettore, mentre tempo di discesa quello corrispondente ad una diminuzione.
Dalla fig. 6.30.*a* e *b* ci si può rendere conto dei tempi di commutazione. Si vede per es. che il tempo di ritardo t_d è compreso tra l'istante nel quale l'impulso di comando è al 10% del suo valore finale e quello in cui l'impulso di uscita è allo stesso livello.
Analogamente il tempo di accumulo t_s è compreso

---

[1] Per assicurarsi che la misura sia fatta ad una f alla quale la curva coincide con l'asintoto, basta eseguirne una seconda a frequenza $2f$ e verificare che h_{fe} corrispondentemente dimezzi.

[2] Gasparini-Mirri, *Op. cit.*, II vol., p. 347.

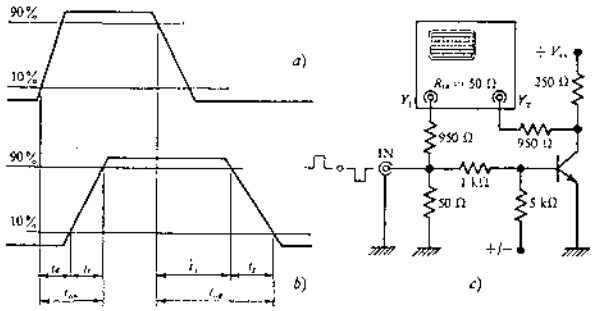


Figura 6.30. Tempi di commutazione di un BJT: *a*) impulso di comando idealizzato (corrente di base); *b*) impulso d'uscita idealizzato (corrente di collettore); *c*) circuito di prova semplificato.

tra l'istante nel quale la corrente di base si è ridotta al 90% del suo valor massimo e quello nel quale la corrente di collettore è allo stesso livello.
Si tenga ben presente che i tempi di salita e quelli di discesa dei due impulsi non sono uguali e non sono uguali neppure tra loro tempi di salita e di discesa. Anzi, per poter eseguire in modo corretto delle misure è bene che i tempi t_r e t_f dell'impulso d'ingresso siano molto più brevi di quelli in uscita.
Il *tempo di ritardo* talvolta assume notevole rilevanza e ciò è dovuto essenzialmente a due motivi, entrambi legati alla condizione di interdizione. La tensione di polarizzazione inversa della giunzione base-emettitore accumula una certa quantità di cariche nella capacità della giunzione e in quelle parassite dei reofori di base e di emettitore. Il transistore riprende a condurre non prima che siano eliminate queste cariche. Se il transistore non è fortemente spinto in interdizione, questo motivo di ritardo praticamente non esiste.
Ne rimane però un altro: è il tempo di diffusione, il tempo cioè che le cariche iniettate nella base impiegano a diffondersi e ad aumentarne la conducibilità per il passaggio della corrente di collettore.
Che il transistore sia semplicemente portato alla conduzione o addirittura fino in saturazione, non cambia nulla. Il tempo di ritardo è minimo invece quando il transistore si trovi appena in interdizione ($V_{BE} \simeq 0$ V) e venga posto in forte conduzione.
Il *tempo di salita* è strettamente legato alla capacità della giunzione base-collettore e a quelle parassite connesse a questi terminali oltre che alla quantità di corrente di base disponibile per scaricarle. Infatti, non appena la corrente di base viene bruscamente aumentata, gran parte di questa variazione va a scaricare la capacità di base-collettore, ritardando così il diffondersi delle cariche nella zona di base.
Il *tempo di accumulo* è il ritardo del transistore prima che si accinga a muoversi verso l'interdizione. È dovuto fondamentalmente all'eccesso di cariche che si raccolgono nel materiale di base per il fatto che la giunzione base-collettore in saturazione è polarizzata direttamente. Quando il transistore parta da una condizione di conduzione (ma non dalla saturazione) il tempo di accumulo è praticamente inesistente.
Il tempo di accumulo è inoltre ridotto se si invia in base un impulso di apertura molto rapido e di ampiezza maggiore di quella strettamente necessaria a portare a zero la corrente di base.
Il *tempo di discesa* t_f è dovuto e dipende dalle stesse cause del tempo di salita e a quello si rimanda.
Nella fig. 6.30.*c* è riportato un circuito di prova semplificato che consente di visualizzare sullo schermo dell'oscilloscopio l'impulso d'ingresso e quello d'uscita.

Capacità d'ingresso

Dipendono da come il transistore è inserito nel circuito e dal carico. Quindi con C_{ies} si indica la capacità d'ingresso a emettitore comune con carico nullo (*short-circuited*); analogamente per C_{ibs}.
Invece quando il carico è infinito (*open-circuited*) la capacità d'ingresso viene indicata con C_{ieo} o C_{ibo}.
A queste capacità contribuiscono delle *capacità reali*, come quelle della giunzione base-emettitore e della giunzione base-collettore e delle *capacità virtuali*, mediante le quali si tien conto di alcuni fenomeni, come per es. il tempo di diffusione delle cariche, il tempo di ricombinazione ... che intervengono come se fossero causati dalla presenza di capacità.
Le capacità di ingresso vengono normalmente stimate mediante i valori delle capacità delle giunzioni, rilevati a varie frequenze con appositi ponti per R.F. che hanno un campo che si estende oltre il GHz.

Capacità d'uscita

Con un tipo di notazione analogo a quella usata per le capacità d'ingresso, avremo ora le C_{oes} (capacità d'uscita a emettitore comune e carico nullo), C_{obs}, C_{oeo}, C_{obo}.
Dipendono da diversi fattori ed influenzano notevolmente il funzionamento in alta frequenza. Vengono *stimate* da misure eseguite a varie frequenze sulle capacità delle giunzioni con quegli stessi ponti di cui si è detto prima.

2.2. Transistori ad effetto di campo (FET)

Occorre ricordare che si tratta di un dispositivo ad elevata impedenza d'ingresso e quindi va pilotato in tensione. Per il resto le misure da eseguire seguono concettualmente quelle descritte per i transistori bipolari. Per questo motivo se ne dà solo un cenno, limitatamente a quelli a giunzione.

Rilievo statico delle caratteristiche

È necessario un circuito come quello della fig. 6.31.*a*, con il quale si può eseguire un rilievo punto per punto.

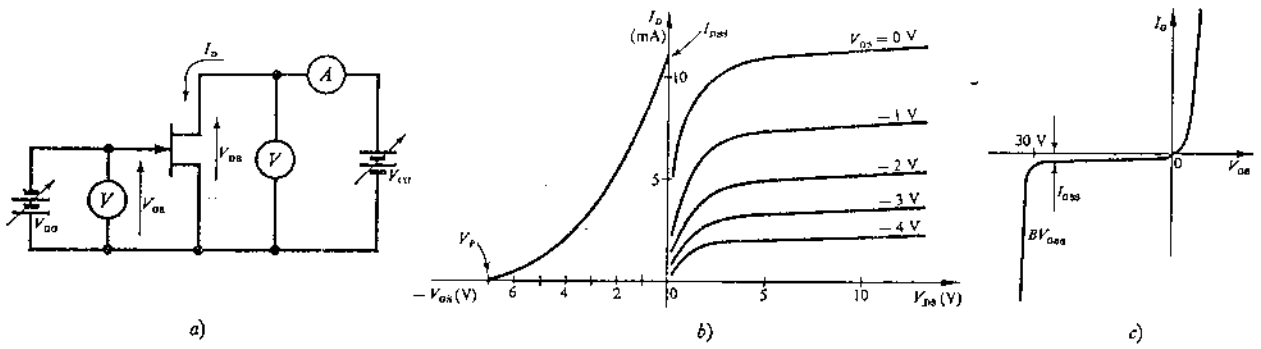


Figura 6.31. Transistore a effetto di campo (FET): *a*) circuito per il rilievo delle caratteristiche (*b*) e (*c*).

Caratteristiche d'uscita

Si tratta di una famiglia di curve, ciascuna per un determinato valore di V_{GS}. Viene rilevata quindi imponendo un certo valore di V_{GS} agendo su V_{GG} e quindi leggendo e riportando in diagramma coppie di valori di I_D e V_{DS} per tutti i valori possibili di V_{GS} che non eccedano i massimi consentiti.
Ottenute le caratteristiche d'uscita, da esse poi si possono ottenere graficamente:

– la *resistenza di drain* r_d in ogni punto di riposo, dato che coincide con l'inverso della pendenza delle curve essendo pari a $\Delta V_{DS}/\Delta I_D$ per $V_{GS} = \text{cost.}$;

– la *tensione di pinch-off* V_P considerata come la tensione di drain in corrispondenza del ginocchio della curva per $V_{GS} = 0$. Aumenti di V_{DS} oltre V_P non producono sensibili aumenti per I_D. Essendo il ginocchio piuttosto arrotondato, il valore di V_P non è facilmente individuabile;

– la *corrente* I_{DSS}, corrente di drain oltre la tensione di pinch-off sulla curva di $V_{GS} = 0$;

– la *tensione* BV_{GDS} di breakdown della giunzione gate-canale con drain e source posti in cortocircuito. Dal suo valore è possibile risalire alla tensione di drain in corrispondenza della quale le varie caratteristiche prendono a salire improvvisamente (in alta tensione), se si tiene presente che

$$BV_{DSS} = |BV_{GDS}| - |V_{GS}| .$$

Caratteristiche di trasferimento

Vengono rilevate punto per punto dal circuito di figura mantenendo costante la V_{DS} (ad un valore oltre quello di pinch-off) e variando di volta in volta V_{GG} per ottenere coppie di valori di I_{DS} e V_{GS}.
Da queste curve è possibile ricavare:

– la *transconduttanza* g_m che vale la pendenza della curva nel punto di riposo prescelto dato che, come è noto,

$$g_m = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS}=\text{cost}} ;$$

– la *tensione di pinch-off* V_P, corrispondente alla V_{GS} che provoca l'interdizione;

– la *corrente* I_{DSS}, il valore cioè della I_{DS} per $V_{GS} = 0$.

Caratteristica d'ingresso

La si può ottenere ponendo in cortocircuito il canale, misurando coppie di valori di I_{GS} e V_{GS}. La difficoltà principale è nella piccolezza della corrente che richiede ampermetri di grande sensibilità. Da questa caratteristica si possono ottenere:

– la *corrente* I_{GSS}, corrente di saturazione di gate, che ha un valore costante per piccoli valori della tensione di gate;

– la *tensione* BV_{GSS} di breakdown, in corrispondenza della quale la corrente di gate cresce bruscamente.

Rilievo automatico delle caratteristiche

Vale quanto si è detto per il transistore bipolare. Va solo ricordato che il dispositivo è a comando di tensione e quindi, per es., per visualizzare le caratteristiche d'uscita, il generatore di gradinata va applicato direttamente al gate, escludendo il convertitore *V-I*.

Misura dei parametri dinamici

I parametri dinamici che interessano prevalentemente sono r_d e soprattutto g_m. La loro misura può avvenire col metodo statico-grafico a partire dalle caratteristiche, come si è già detto, ed inoltre con un metodo dinamico del tutto simile a quello utilizzato per la *misura dei parametri in bassa frequenza* dei transistori bipolari.

Misura dei parametri parassiti

Si tratta di capacità e resistenze di perdita: vengono misurati con la strumentazione di cui si è fatto cenno a proposito dei bipolari.

3. Misure su quadripoli

Col termine generico di quadripolo si intende un circuito con due morsetti d'ingresso e due d'uscita, che contiene al suo interno solo componenti passivi (attenuatori, filtri ...) o componenti attivi e passivi (amplificatori, filtri attivi ...).
Ci si occuperà qui di seguito di un certo numero di misure che vengono normalmente eseguite su questi circuiti, nei campi più disparati, per accertarne le caratteristiche e le prestazioni, *prescindendo dalla loro configurazione interna*. È infatti compito di un corso di misure lo studio « esterno » del circuito (*black-box*), al fine di confrontare i risultati che si ottengono con quelli che si possono desumere da uno studio teorico all'interno del circuito.
I due momenti non debbono mai essere disgiunti e sbaglia chi ritiene di poterne privilegiare uno rispetto all'altro, in quanto lo studio teorico è sempre necessariamente una schematizzazione di cui la misura costituisce una conferma, una verifica ed un completamento.
È pratica corrente eseguire queste misure applicando in ingresso al circuito in esame uno stimolo costituito da un segnale di prova la cui forma è scelta in modo tale da poter più agevolmente risalire al comportamento del circuito dalle modificazioni introdottevi.
A seconda del tipo di studio e delle necessità, i segnali più comunemente usati sono quello sinusoidale, quello rettangolare, a impulsi, a gradino, il segnale di rumore ....

3.1. Risposta ad una eccitazione sinusoidale

Per *risposta* s'intende l'andamento del guadagno complesso (modulo e fase) o dell'attenuazione al variare della frequenza.
Nella fig. 6.32.*a* è riportato un quadripolo generico eccitato da un generatore sinusoidale con impedenza interna Z_s e chiuso su di un carico Z_L.
Poiché queste due impedenze intervengono assieme all'impedenza d'ingresso e a quella d'uscita a definire il valore dei guadagni, occorre che siano sempre specificate le condizioni nelle quali viene effettuata la misura. A tale proposito vi sono alcune situazioni che hanno una particolare rilevanza: è il caso in cui l'impedenza della sorgente Z_s e quella d'uscita dell'amplificatore Z_0 sono di valore molto piccolo nei confronti della Z_i e della Z_L rispettivamente; oppure quando l'amplificatore debba funzionare in condizioni di adattamento sia all'ingresso che all'uscita.
Se lo scopo della misura è di pervenire alla determinazione del guadagno (attenuazione) del quadripolo, verrà di volta in volta preso in esame quello che meglio ne descrive le attitudini, cioè quello di tensione o quello di potenza.
È opportuno quindi richiamare i modi di rappresentare questi guadagni (attenuazioni) e le modalità della loro misura.

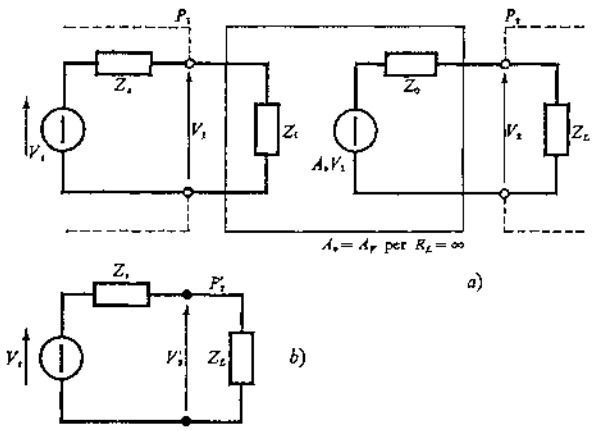


Figura 6.32. Quadripolo generico: *a*) connesso a generatore sinusoidale e carico; *b*) generatore e carico connessi direttamente.

Definizioni di guadagno

I *guadagni* (*attenuazioni*) sono sempre rapporti tra due grandezze (tensioni, potenze ...), delle quali una rappresenta il riferimento.
Spesso esistono dei motivi di praticità che consigliano di esprimere questi rapporti mediante i loro logaritmi e che conducono ad *una notazione in dB* assai utilizzata (1):

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} \qquad A_P = \frac{P_2}{P_1}$$

$$A_{V_{dB}} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \qquad A_{P_{dB}} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}.$$

L'uso della notazione in dB, apparentemente più macchinosa, in realtà consente una notevole semplificazione dei calcoli nel caso, assai frequente, in cui si debba rappresentare il guadagno (attenuazione)

(1) Nel caso in cui A_V e A_P siano *attenuazioni*, $V_2 < V_1$ o $P_2 < P_1$ rispettivamente, il corrispondente valore in dB risulta negativo. In trattazioni che riguardano esclusivamente attenuazioni, spesso queste vengono definite come

$$k = V_1/V_2, \quad k_{dB} = 20 \log V_1/V_2$$

ed analoghe per quelle di potenza, come nel cap. I, pag. 86, con valori di dB che risultano positivi.

di più stadi in cascata in quanto, poiché il logaritmo consente di trasformare il prodotto in somma, esso risulterà la somma algebrica dei contributi di ciascuno stadio.
Un altro vantaggio è quello di consentire il mantenimento in dimensioni ragionevoli della rappresentazione grafica di fenomeni la cui escursione è di molte decadi e che quindi, in scala lineare, richiederebbero, per rimanere entro limiti accettabili, una eccessiva compressione delle parti iniziali.

Esempio. Si consideri la fig. 6.32.*a*, nell'ipotesi che il quadripolo in questione sia un amplificatore di tensione. Se l'attenuazione d'ingresso vale $\alpha = 0{,}707$, corrispondente ad un $\alpha_{dB} = -3$ dB ed il guadagno di tensione sia $A_V = 316$, corrispondente ad un $A_{V_{dB}} = 50$ dB, per ottenere il guadagno complessivo A_t espresso come v_2/v_s è necessaria la moltiplicazione di $\alpha \times A_V = 0{,}707 \times 316 = 223$, mentre il corrispondente valore in dB si ottiene immediatamente dalla differenza $(50 - 3) = 47$ dB.

Nella pratica corrente vengono utilizzati frequentemente alcuni guadagni, di cui vengono qui date le definizioni facendo riferimento alla fig. 6.32.*a* e *b*:

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \text{guadagno di tensione;}$$

$$A_t = \frac{V_2}{V_s} = \text{guadagno di tensione complessivo } (V_s \text{ è la tensione del generatore});$$

$$A_P = \frac{P_2}{P_1} = \text{guadagno di potenza.}$$

In particolari campi, che riguardano la trasmissione di informazioni a frequenza audio o a R.F. mediante linee lunghe, riveste particolare importanza il *guadagno di inserzione* di un amplificatore, inserito allo scopo di sopperire alle perdite di trasmissione e che viene definito:

$$A_{V_i} = \frac{V_2}{V_2'} = \text{guadagno di tensione di inserzione;}$$

$$A_{P_i} = \frac{P_2}{P_2'} = \text{guadagno di potenza di inserzione,}$$

cioè come rapporto tra la tensione (potenza) ai capi del carico con amplificatore inserito e quella con carico applicato direttamente alla sorgente. Normalmente in questi casi l'amplificatore deve avere impedenze d'ingresso e d'uscita uguali tra loro e adattate a quella caratteristica della linea. In ogni caso, poiché il valore del guadagno di inserzione dipende dai valori di Z_s e Z_L, questi debbono sempre essere specificati.
Si definisce inoltre:

$$A_{P_d} = \frac{P_2}{P_1} = \text{guadagno di potenza disponibile,}$$

dove P_2 e P_1 sono la potenza al carico e in ingresso nella condizione di adattamento, ma Z_s e Z_L non sono necessariamente uguali tra loro.

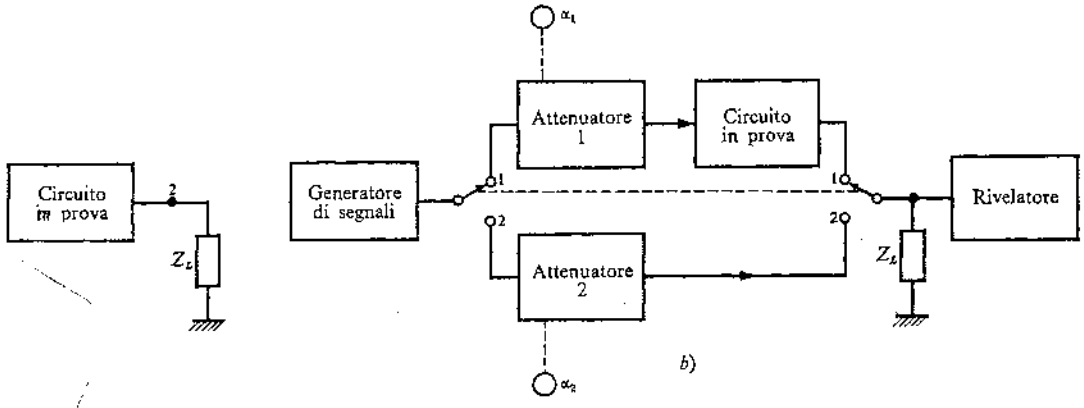
Metodi per il rilievo del modulo del guadagno (o dell'attenuazione)

Metodo diretto

Si faccia riferimento alla fig. 6.33.*a*, nella quale è illustrato il metodo più usuale per la misura di un guadagno ad una frequenza fissata.
È necessario disporre di un *generatore di segnale* sinusoidale e di strumenti di misura che a seconda dei casi saranno *voltmetri* (guadagno o attenuazione di tensione) o *wattmetri* (guadagno o attenuazione di potenza) o *oscilloscopio* da inserire in 2 e in 1 per poi eseguire il rapporto delle due letture.
Il risultato evidentemente risulta affetto dagli errori introdotti dagli strumenti di misura. Così ad es. nel caso di guadagno di tensione, se si utilizzano due voltmetri per ac con precisione del $\pm 2\%$, il risultato finale, nel migliore dei casi, sarà affetto da un errore del $\pm 4\%$.

Metodo di sostituzione

Un metodo un poco più elaborato, che si rifà a quelli di sostituzione, permette di raggiungere precisioni migliori di un ordine di grandezza. Lo schema



per la misura di guadagno.

è quello indicato in *b*): agendo sui due attenuatori tarati in dB, si cerca la condizione in cui sul rivelatore appare la stessa indicazione in entrambe le posizioni dei commutatori.
È facile vedere che in questa condizione il guadagno (attenuazione) del circuito sotto prova è pari alla differenza delle letture sui due attenuatori e se $\alpha_1 > \alpha_2$ si tratta di guadagno, di attenuazione nel caso contrario.
Occorre fare bene attenzione che *gli attenuatori siano correttamente terminati* per poter fare affidamento sulla loro taratura. Poiché ciò non si verifica quasi mai naturalmente, occorre provvedervi inserendo reti adattatrici: queste introducono però nello schema le loro attenuazioni, delle quali occorre tener conto nel calcolo finale.

Esempio. Si supponga di dover misurare il guadagno di un amplificatore a 1 kHz. Il generatore di segnali abbia una R_s di 600 Ω, gli attenuatori debbano essere chiusi su 50 Ω, l'amplificatore presenti resistenze d'ingresso e d'uscita di 600 Ω e così pure il carico sia di 600 Ω (alla frequenza di 1 kHz i parametri parassiti sono sufficientemente trascurabili e quindi è lecito parlare di resistenze e non di impedenze).
Per poter eseguire la misura occorre disporre di reti adattatrici da 50 a 600 Ω e viceversa: si potrebbero scegliere reti a T resistive, ognuna delle quali introduce un'attenuazione $\alpha_T = 18$ dB (fig. 6.34.*a*).
Lo schema di cui alla fig. 6.33. diviene allora quello di fig. 6.34.*b*, nel quale risulta

$$A_{P_{dB}} = \alpha_1 + \alpha_{T_2} - \alpha_2 - \alpha_{T_3} = \alpha_1 - \alpha_2 .$$

Nell'esempio particolare illustrato le attenuazioni delle reti adattatrici non entrano in gioco a patto che siano esattamente uguali. La rete T_1 non entra mai nel calcolo perché è in comune a entrambe le vie.

Questo metodo di misura ha una precisione che dipende da quella degli attenuatori (che sono dispositivi passivi e quindi può essere elevata), dalla cura con cui nelle due posizioni del commutatore ci si riporta alla stessa lettura sul rivelatore, dall'assenza di disturbi, siano essi interni (armoniche, rumore, sovraccarichi) o esterni (armoniche del generatore, ronzio, segnali indesiderati vari ...) e che in ogni caso non è migliore di 0,01 dB (risoluzione limite degli attenuatori tarati).

Misura dell'argomento del guadagno (attenuazione)

La risposta ad una eccitazione sinusoidale viene poi completata dando, oltre al modulo, anche l'argomento del guadagno, ovvero l'angolo di sfasamento tra le tensioni V_2 e V_1 (fig. 6.32.*a*).
La misura dell'argomento avviene con le modalità tipiche di una *misura di fase* (pag. 255) e non ci si sofferma.

Rilievo della curva di risposta

Consiste nel misurare il modulo e l'argomento del guadagno (attenuazione) per un certo numero di valori della frequenza del segnale sinusoidale, compresi entro il campo di frequenza del quadripolo in esame.
Naturalmente ci si serve degli stessi schemi appena visti (figg. 6.32-33), infittendo il numero dei rilievi in corrispondenza di punti o tratti della curva particolarmente significativi.
Una misura molto importante che viene comunemente eseguita a partire dalla curva di risposta è quella riguardante le *frequenze di taglio* e conseguente *banda passante* in corrispondenza di un livello del guadagno (o attenuazione) del circuito, convenzionalmente fissato 3 dB al di sotto di quello massimo.
A questo punto è bene specificare che generalmente i quadripoli possono dar luogo a curve di risposta:

– *selettive* (amplificatori selettivi, filtro passa-banda ...);

– *a larga banda* (amplificatori audio, video, filtri passa-alto ...);

e si ritiene opportuno richiamare le modalità pratiche più comuni per la rappresentazione in diagrammi di tali curve.

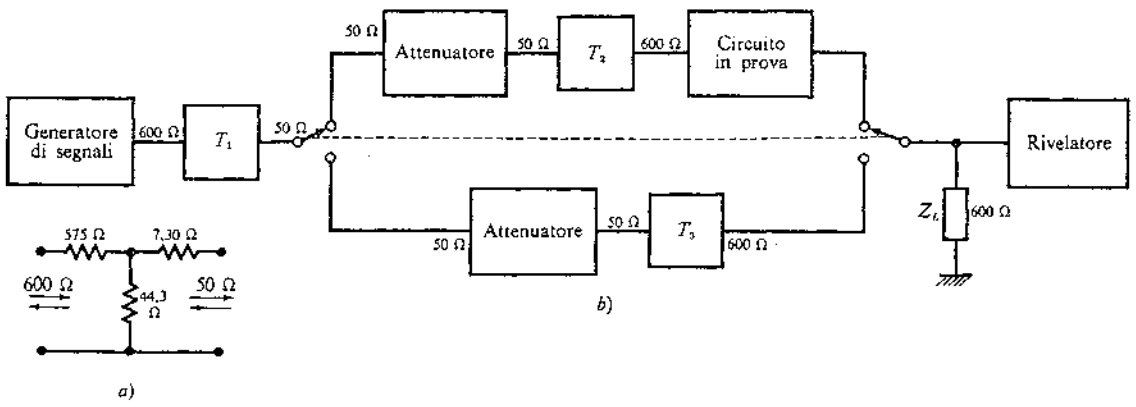


Figura 6.34. Esempio di misura di guadagno: *a*) rete adattatrice (50/600) Ω con $\alpha_T = 18$ dB; *b*) schema.

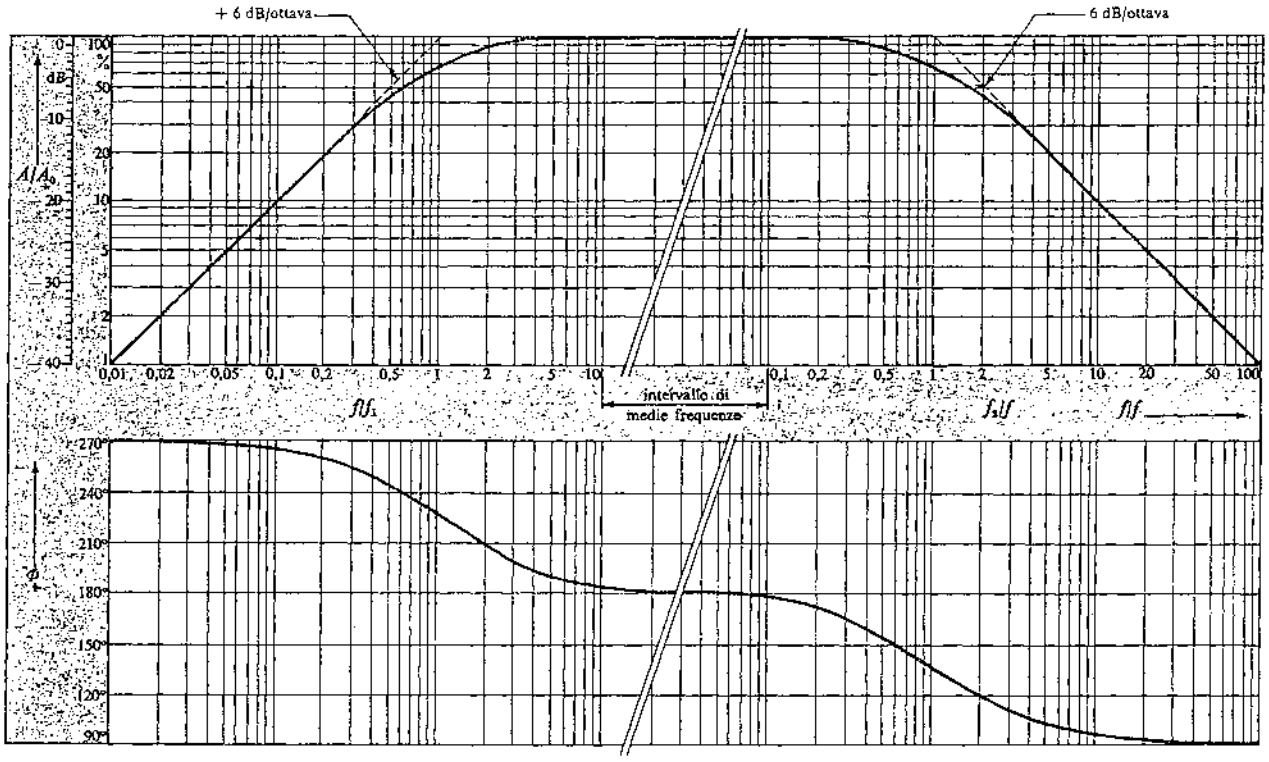


Figura 6.35. Diagrammi universali di modulo e fase di un semplice amplificatore *RC* ad una sola costante di tempo in B.F. ed una sola in H.F.

Rappresentazione di curve selettive

Poiché in questo caso il campo di frequenza che interessa è sempre piuttosto limitato, sull'asse delle ascisse la scala è lineare (fig. 1.34.*b*).
Per quello che riguarda l'asse delle ordinate, sul quale si riporta il modulo del guadagno (attenuazione), la scala è quasi sempre lineare, a meno che il campo di valori non sia molto elevato e interessino sia la parte più bassa che quella più alta della curva oppure se si vuole una rappresentazione in dB: in questi casi la scala è logaritmica.

Rappresentazione di curve a larga banda

In questo caso normalmente il campo di frequenza è molto esteso, contenendo diverse decadi, e quindi per poter dare una rappresentazione che comprime la parte ad alta frequenza della curva si utilizza una scala logaritmica sulle ascisse.
Per l'asse delle ordinate valgono le considerazioni fatte a proposito delle curve selettive.
In tal modo si perviene a diagrammi *semilogaritmici* o *logaritmici* (1) (fig. 6.35.).

Rilievo automatico della curva di risposta

Entrambi i metodi precedenti, se si vuole procedere ad un rilievo accurato, richiedono un numero molto elevato di rilevazioni ed esiste sempre il rischio di non rivelare eventuali particolarità o irregolarità della curva.
Si procede molto rapidamente invece visualizzando completamente la curva di risposta ricorrendo ad un *metodo automatico* (da taluno detto « panoramico ») che fa riferimento allo schema semplificato di fig. 6.36.
Il *generatore di sweep* (pag. 25) genera una sinusoide di ampiezza costante e frequenza che varia linearmente o in modo logaritmico tra un valore minimo f_1 ed un valore massimo f_2, selezionabili in modo che racchiudano il campo di frequenza del circuito sotto prova.
La tensione d'uscita del circuito in prova (V_B) sarà quindi modulata in frequenza con la legge che il generatore impone (V_A) ed in ampiezza con una legge che segue l'andamento della curva di risposta cercata (V_D). Per ottenerla è quindi sufficiente disporre di un *rivelatore AM* e successivamente avviarla ad un visualizzatore assieme ad una tensione variabile linearmente in passo con la legge con cui varia la frequenza del generatore (V_C).
Va tenuto presente che se la f_1 del generatore di sweep deve essere molto bassa (attorno ai 10 Hz, per es., quando si vuole rilevare la curva di risposta di un amplificatore audio) è necessario che il rivelatore abbia una costante di tempo molto elevata e quindi necessariamente impiega molto tempo per seguire le variazioni di livello all'uscita del circuito sotto prova.

(1) Se non si dispone di carta millimetrata apposita, la taratura degli assi può essere effettuata agevolmente servendosi delle scale di un regolo calcolatore.

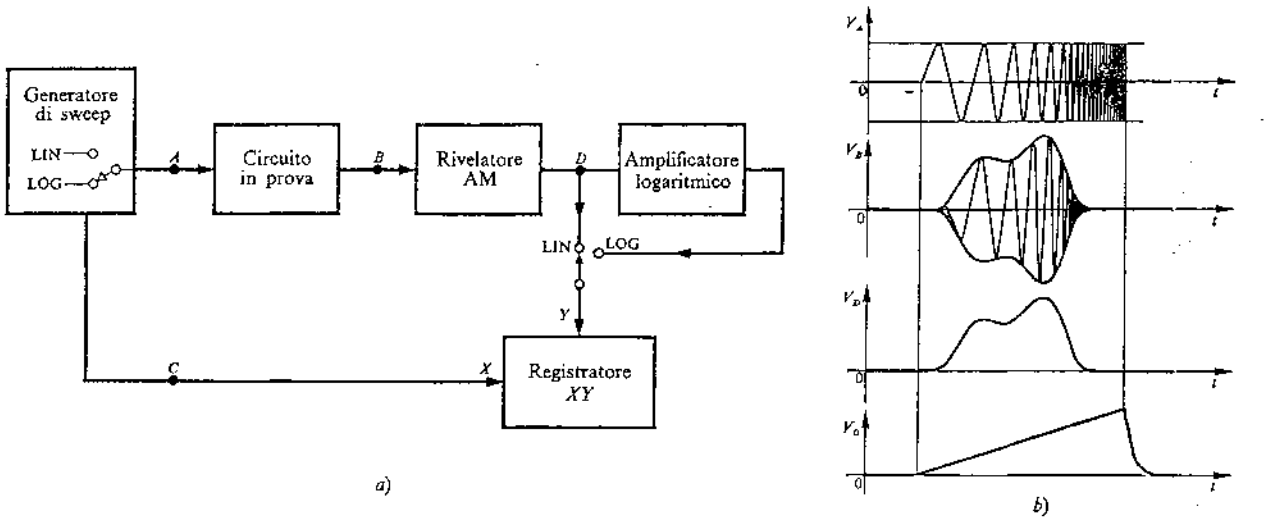


Figura 6.36. Rilievo automatico di curva di risposta: *a*) schema di inserzione; *b*) forme d'onda.

Per ottenere un rilievo preciso è quindi necessario che la passata di frequenza (sweep) avvenga con grande lentezza, in modo da dar tempo al rivelatore di seguire le variazioni d'ampiezza in corrispondenza ad ogni nuovo valore di frequenza. Si hanno così periodi dell'esplorazione che possono essere scelti in una gamma estesa (fino ai 100 s).
Naturalmente con esplorazioni così lente, la visualizzazione deve avvenire su di un registratore *XY*, perché l'oscilloscopio richiede passate più rapide (a meno di ricorrere ad un oscilloscopio con possibilità di memorizzazione).
Nello schema *a*) è incluso anche un *amplificatore logaritmico* che viene inserito tutte le volte che si sia di fronte a un campo dinamico molto esteso sull'asse verticale.
Quando, oltre a questo amplificatore, venga posto lo *sweep* in LOG, del quadripolo in esame vengono visualizzati i classici diagrammi di Bode.
In questo modo si possono ottenere, in tempi molto brevi e con precisione di ± 1 dB, curve di risposta con escursioni di 80 o più dB su di un campo di frequenza fino a 4 decadi (1).
Se poi si restringe il campo dinamico a pochi dB la precisione può essere migliore ($\pm 0{,}1 \div 0{,}01$) dB: ciò lo si può effettuare quando della curva di risposta interessi solamente una fascia di pochi dB al di sopra o al di sotto di un certo livello.
Per ottenere questo obiettivo occorre sdoppiare lo schema su *un canale di misura* ed *un canale di riferimento*, commutabili sull'asse *Y* del dispositivo visualizzatore. In ognuno di questi canali deve essere inserito un attenuatore variabile tarato con risposta in frequenza costante (fig. 6.37.*a*). Lo schema diviene allora assai simile a quello della fig. 6.33.*b*.

(1) Questo limite è imposto dal funzionamento del rivelatore AM la cui costante di tempo, se rapportata alla frequenza più bassa, risulta troppo elevata e non consente la rivelazione delle rapide variazioni alle frequenze più elevate.

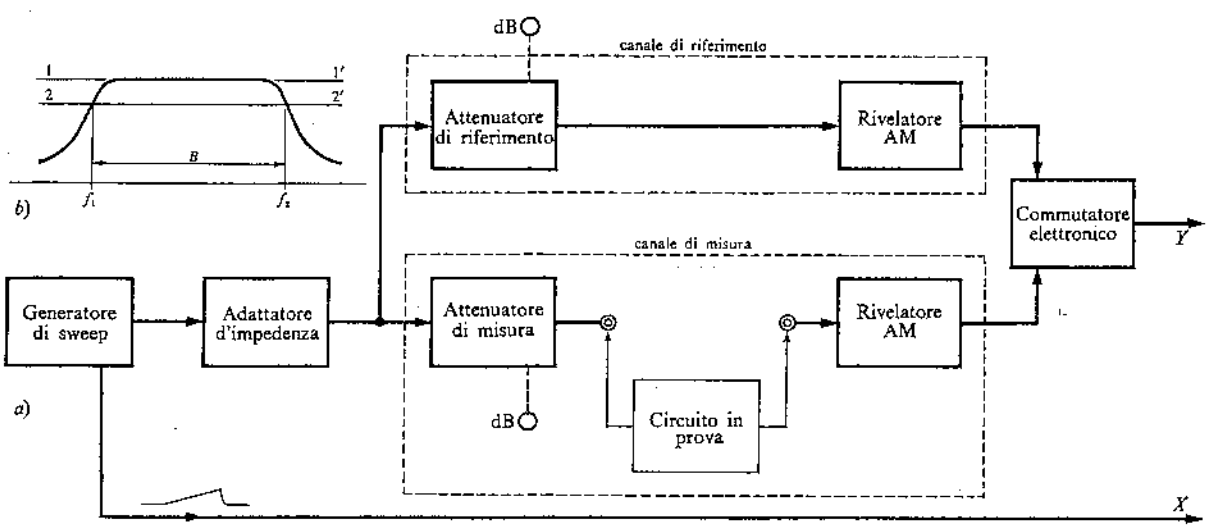


Figura 6.37. Schema per il rilievo automatico di curva di risposta con possibilità di misure di livello.

È così possibile visualizzare oltre alla curva di risposta cercata anche livelli di riferimento tra i quali rilevare per estrapolazione misure particolari notevolmente precise, perché, così facendo, si riescono ad eliminare la maggior parte degli errori sistematici.

Esempio. Data la curva di risposta di fig. 6.37.*b*, regolando opportunamente i due attenuatori si può portare la linea orizzontale dovuta al canale di riferimento in corrispondenza della sommità ($1-1'$), quindi aumentando l'attenuazione del canale di riferimento di 3 dB, la linea viene spostata in $2-2'$: si individuano in tal modo le frequenze di taglio e quindi la banda passante.

Quando il campo di frequenza esplorato sia più in alto (oltre i 100 kHz, come nel caso di amplificatori a frequenza intermedia), si può procedere con maggiori velocità di esplorazione e spesso il dente di sega viene sincronizzato alla rete a 50 Hz. In questi casi la visualizzazione può avvenire sullo schermo di un oscilloscopio con tutti i vantaggi di immediatezza intuibili: *in fase di progetto o di regolazione si vedono istantaneamente gli effetti nella curva di risposta prodotti da interventi sul circuito sotto prova.*

Con questo metodo si può operare anche su circuiti non lineari quali convertitori, moltiplicatori e rivelatori di frequenza (discriminatori).

Sul risultato del rilievo tuttavia possono influire, limitandone la precisione, disturbi interni od esterni quali rumore, ronzio, R.F., armoniche introdotte dal generatore.

Rivelazione a banda stretta: ANALIZZATORE DI RETI

Per limitare drasticamente questi inconvenienti esistono in commercio strumenti che funzionano *con rivelazione a banda stretta* (fig. 6.38) e sono chiamati *Analizzatori di reti.*

Sono costituiti da due canali assolutamente identici, uno di misura, nel quale viene inserito il circuito in prova, ed uno di riferimento che può essere utilizzato, ponendo tra i morsetti R-R':

– *un corto circuito* e allora, durante l'osservazione della curva del modulo del guadagno del circuito in prova (inserito tra M e M'), si dispone anche di un livello di riferimento posizionabile e tarato, che consente di eseguire misure (come in fig. 6.37.). Quando invece si invii all'oscilloscopio l'uscita del rivelatore di fase, poiché questa è proporzionale alla differenza tra le fasi del canale di misura e di quello di riferimento (quest'ultimo ha uno sfasamento nullo), risulta proporzionale allo sfasamento tra l'uscita e l'ingresso del circuito in prova e cioè all'argomento: sullo schermo appare quindi l'andamento dell'argomento del guadagno (attenuazione) del circuito in prova;

– *un circuito campione*, al quale il circuito in prova può essere confrontato su un vasto campo dinamico in sede di progettazione o di controllo della qualità di una produzione: spesso è possibile, se sono previste regolazioni nel circuito in prova, ridurre gli eventuali scostamenti tra le risposte delle due reti.

Il segnale all'uscita del circuito posto tra i morsetti viene convertito ad una frequenza fissa f_0 (100 kHz) su cui è sintonizzato l'amplificatore FI che, con la sua selettività, elimina tutti i segnali indesiderati che cadono al di fuori della sua banda.

La conversione alla f_0 è ottenuta ricorrendo ad un *generatore ad inseguimento* che genera un segnale traslato in frequenza di f_0 rispetto a f_s, cioè:

$$f_t = f_0 + f_s .$$

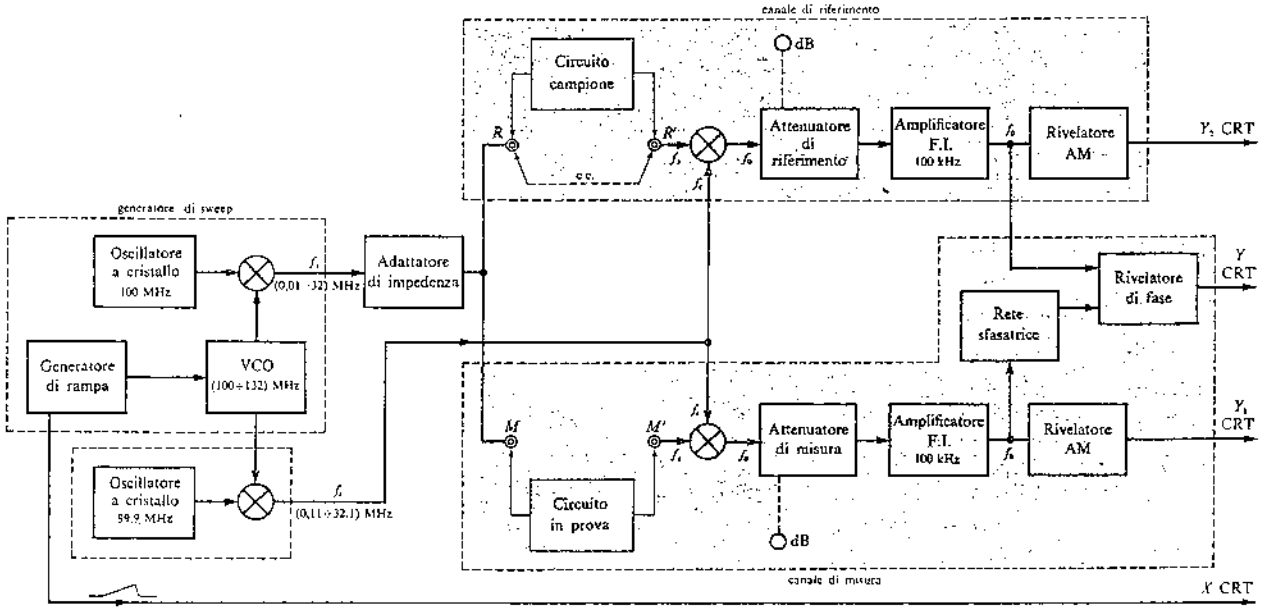


Figura 6.38. Analizzatore di reti per il rilievo automatico di curva di risposta con rivelatore a banda stretta.

Si ricordi che sia f_s che f_i variano nel tempo con la stessa legge (lineare o logaritmica).
Il ricorso alla tecnica eterodina è dovuto sostanzialmente al motivo che con essa tutti i circuiti che seguono il convertitore si trovano a funzionare a frequenza fissa, con i vantaggi conseguenti della semplicità di realizzazione degli attenuatori a risposta costante, del rivelatore di fase, ma soprattutto del rivelatore a banda stretta (amplificatore FI e rivelatore AM), cui è demandato il compito di eliminare la maggior parte possibile di disturbi che cadono al di fuori della sua banda. Tra questi vanno annoverate anche le armoniche generate per non linearità dei vari dispositivi: ciò, almeno entro certi limiti, consente di operare con livelli di segnale maggiori e quindi, essendo il rapporto S/N più favorevole, di ottenere notevoli prestazioni di sensibilità, a parità di precisione.
In questa esposizione si è fatto espresso riferimento ad un'apparecchiatura per radiofrequenze, ma ve ne sono anche per frequenze più elevate, nel campo delle microonde che, con particolari accorgimenti, consentono di rilevare parametri di circuiti e dispositivi.
Recentemente sistemi di questo tipo sono stati progettati in modo che i loro blocchi possano essere programmati di lontano e quindi asserviti ad un calcolatore. Per es. il generatore di sweep è costituito da un sintetizzatore programmabile in modo digitale che permette così di ottenere precisioni e velocità di risposta molto elevate. In questo modo si possono realizzare prove di produzione programmando il sistema in modo che accetti o elimini circuiti le cui caratteristiche risultino all'interno o all'esterno di una fascia di tolleranza prefissata attorno alle caratteristiche di un circuito campione.

Misura in B.F. delle resistenze d'ingresso e d'uscita

Nel caso più generale occorre parlare di impedenza d'ingresso e d'uscita del quadripolo e riferirsi a quei metodi di misura riportati nel cap. V.
Si vuole invece qui limitare il discorso a misure particolari, di portata più limitata, che richiedono il verificarsi di alcune situazioni indispensabili:

a) la frequenza di lavoro non deve superare quel limite (poche decine di kHz) oltre il quale i potenziometri che occorrono per la misura non possono più essere considerati puramente resistivi;

b) la frequenza di lavoro deve essere scelta all'interno del campo nel quale il circuito in prova si comporta resistivamente (medie frequenze di un amplificatore con accoppiamento *RC*, frequenza di risonanza di un filtro selettivo ...);

c) il circuito in prova deve essere terminato correttamente: ciò richiede quindi che la resistenza R_s del generatore e quella R_L del carico siano quelle previste per il funzionamento normale.

Resistenza d'ingresso

In ingresso (fig. 6.39.) viene applicato, con un generatore e tramite un resistore variabile tarato, un segnale di frequenza tale da soddisfare la condizione *b*) e di ampiezza sufficientemente piccola da mantenere la condizione di linearità tra ingresso e uscita. Questa ultima viene controllata con un oscilloscopio posto ai capi del carico R_L, che rappresenta la corretta terminazione del circuito in prova (punto *c*).
Poiché generalmente la resistenza d'ingresso non deve essere nota con grande precisione (qualche %), l'oscilloscopio già inserito nel circuito risulta particolarmente adatto anche ad eseguire la misura (1).
Questa si realizza in due tempi:

– *si pone* $R = 0$, e si regola l'ampiezza del segnale di ingresso ed il coefficiente di deflessione verticale in modo tale che l'immagine copra quasi tutto lo schermo dell'oscilloscopio (compatibilmente con l'esigenza che sia mantenuta la linearità del suo funzionamento), per un numero intero N di divisioni;

– *si aumenta progressivamente* R, e poiché in tal modo diminuisce il segnale all'ingresso, l'immagine sullo schermo prende via via a diminuire di ampiezza. Quando si perviene ad un numero di divisioni $N/2$, significa che $R \simeq R_i$.
Essendo infatti, per una R generica

$$\frac{v_u}{A} = v_i = v_s \frac{R_i}{R_s + R + R_i}$$

nella prima fase della misura si avrà

$$\frac{v_u(N)}{A} = v_s \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

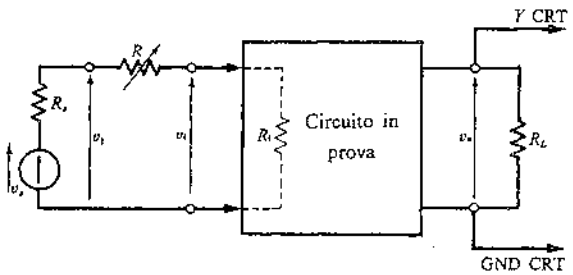


Figura 6.39. Metodo per la misura della resistenza d'ingresso di un quadripolo.

(1) L'inserzione dello strumento di misura (oscilloscopio) in parallelo al carico determina un errore di consumo che può essere considerato nullo, in quanto R_L ha in genere un valore limitato (quasi mai supera 10 kΩ).
Non così se si intervenisse direttamente sul circuito d'ingresso nel quale i valori di R_i sono talvolta elevati.

mentre nella seconda,

$$\frac{v_u(N/2)}{A} = v_s \frac{R_i}{R_s + R + R_i}$$

ed essendo $v_u(N) = 2v_u(N/2)$, si ricava facilmente che

$$R_i = R - R_s .$$

Da questa relazione si comprende facilmente che se R_i è elevata rispetto ad R_s, quest'ultima è trascurabile, e allora è

$$R_i \simeq R .$$

Nel caso invece che ciò non si verifichi, ma addirittura R_s sia prossimo a R, e quindi R_i molto più piccolo, si compie un errore (1) assolutamente inaccettabile in quanto si perviene alla conoscenza di R_i dalla differenza di due termini poco diversi tra di loro.

Esempio. Eseguita una misura con $R = 20\ \text{k}\Omega \pm 1\%$, $R_s = 18\ \text{k}\Omega \pm 5\%$, risulta $R_i = 2\ \text{k}\Omega$ ed il suo errore è

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} 100 = \frac{20}{20-18} \cdot 1 + \frac{18}{20-18} \cdot 5 = 10 + 45 = 55\% .$$

In questa situazione occorre allora cambiare il modo di procedere, trasferendo la misura sul circuito d'ingresso (l'errore di consumo, dato il basso valore di R_i è ora trascurabile): dopo aver verificato che con $R = 0$ l'uscita sia indistorta, si procede per tentativi, crescendo R e visualizzando alternativamente con l'oscilloscopio i segnali v_1 e v_i. Quando risulta $v_i = v_1/2$, significa che

$$R = R_i$$

senza che il valore di R_s influisca sulla misura.

Resistenza d'uscita

Il circuito al quale ci si riferisce è quello di fig. 6.40.*a*. All'ingresso viene posto il generatore che con la sua R_s deve costituire la corretta terminazione del circuito. Ai morsetti di uscita viene applicato, tramite un interruttore, un resistore variabile tarato il cui valore massimo superi sicuramente quello di R_0. La misura avviene in due fasi:

– *con interruttore aperto* (e quindi per uscita a vuoto) sullo schermo dell'oscilloscopio si visualizza il segnale d'uscita v_{u_0} come nella misura precedente;

– *con interruttore chiuso e R posto al suo valore massimo*, si procede a ridurlo fino a che non appaia sullo schermo una $v_u = v_{u_0}/2$: a questo punto

$$R = R_0 .$$

Infatti che il circuito d'uscita del quadripolo venga schematizzato con un generatore di tensione (*b*) o di corrente (*c*), il dimezzamento della tensione d'uscita si raggiunge in ogni caso con $R = R_0$. Si sottolinea il fatto che il controllo della forma d'onda d'uscita è particolarmente essenziale nella misura su quadripoli attivi, perché nella seconda fase di misura il campo dinamico del circuito va via via riducendosi con il diminuire di R e quindi occorre, all'apparire di distorsione, provvedere ad una riduzione del segnale d'ingresso (2) per non incorrere in fenomeni di non linearità.

Precauzioni e conclusioni

Come si è già detto, perché i risultati che si ottengono da misure su circuiti attivi in regime sinusoidale siano corretti occorre verificare:

– che, annullando il segnale in prova, l'uscita sia nulla, e cioè non siano presenti segnali dovuti ad instabilità (autooscillazioni);

– che il circuito funzioni in linearità e ci si accerta generalmente di ciò osservando l'uscita del circuito all'oscilloscopio, anche se in questo modo non si riescono a rilevare non linearità inferiori a qualche %.

Sempre con l'oscilloscopio si può eseguire la prova

(1) Se $A = B - C$, l'errore è

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{B}{B-C} \cdot \frac{\Delta B}{B} + \frac{C}{B-C} \cdot \frac{\Delta C}{C} .$$

(2) Naturalmente in questa situazione è necessario riprendere la misura dall'inizio.

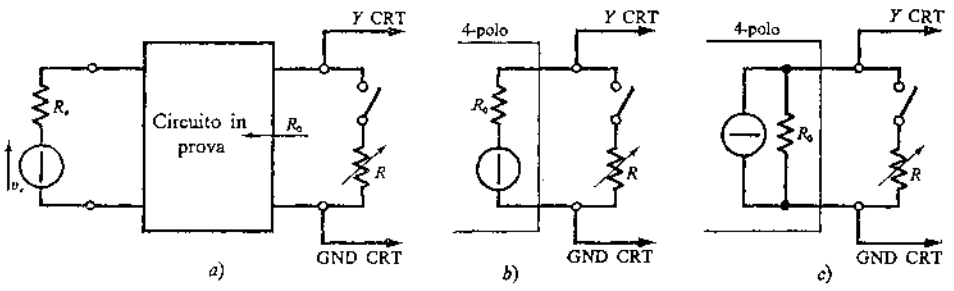


Figura 6.40. Metodo per la misura della resistenza di uscita di un quadripolo: *a*) schema; *b*) e *c*) schematizzazioni, ai fini di R_0, del quadripolo.

di linearità raddoppiando il segnale di ingresso e andando a verificare che quello d'uscita è aumentato nella stessa misura.

Misure sull'amplificatore operazionale

L'amplificatore operazionale occupa, nella sua versione integrata, un posto preminente nell'elettronica d'oggi, grazie soprattutto al fatto che con esso si possono realizzare un gran numero di funzioni sia lineari che non lineari. Sembra quindi opportuno indicare i metodi per la misura dei suoi parametri principali.

Tensione di offset all'ingresso

Un amplificatore operazionale ideale ai cui ingressi siano applicati uguali potenziali dc, presenta una tensione d'uscita nulla; nelle stesse condizioni un amplificatore reale, a causa di asimmetrie e sbilanciamenti circuitali presenta invece una tensione diversa da zero.
Una conveniente rappresentazione di questa situazione si ha nel circuito della fig. 6.41., nella quale l'amplificatore operazionale è da considerarsi ideale e la causa della tensione di sbilanciamento in uscita è la tensione equivalente V_{i_o}, detta *tensione di sbilanciamento* o *di offset in ingresso*, di valore

$$V_{i_o} = \frac{V_0}{A_d} = \frac{A_c V_c}{A_d} = \frac{V_c}{\text{CMRR}}$$

dove A_c e V_c sono il guadagno e la tensione all'ingresso di modo comune rispettivamente.
Si può pervenire ad una valutazione della V_{i_o} (fig. 6.41.*b*) dalla misura della V_0, dato che

$$V_{i_o} = V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_0}{1000}$$

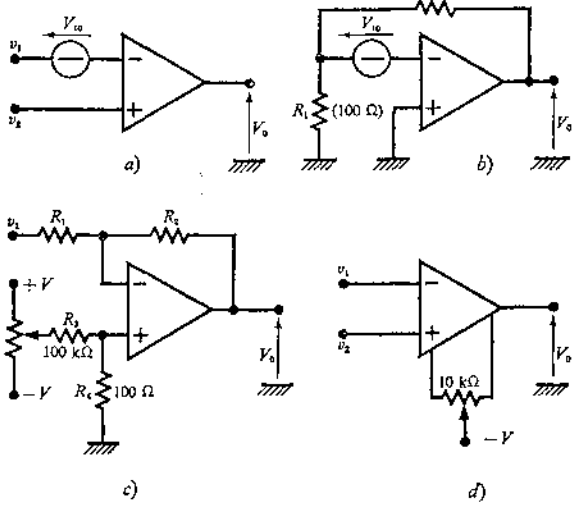


Figura 6.41. Amplificatore operazionale. Tensione di offset di ingresso: *a*) circuito equivalente; *b*) circuito di misura; *c*) e *d*) circuiti di bilanciamento o di compensazione.

e con i valori scelti per le resistenze R_1 e R_2 la misura di V_0 non presenta alcuna difficoltà.
In alcune circostanze la presenza della V_{i_o} è causa di inconvenienti o perché falsa il valore della tensione che si vuole ottenere in uscita o perché, a causa dell'elevato valore del guadagno, porta l'uscita in saturazione.
Quando è necessario eliminarla (*bilanciamento*) è sufficiente introdurre una tensione opposta nello stesso ingresso o (più frequentemente) una uguale nell'altro ingresso, ricorrendo ad una polarizzazione regolabile (*c*) in un campo di ± 10 mV entro il quale è normalmente compresa la V_{i_o}.
Alternativamente, in alcuni integrati, appositi ingressi sono previsti per realizzare il bilanciamento dello stadio differenziale d'ingresso (*d*).

Guadagno di tensione a catena aperta

Il guadagno di tensione a catena aperta (*open loop gain*) è definito come il rapporto tra la tensione d'uscita v_0 e quella d'ingresso differenziale v_i.
Il suo valore dipende dal carico, perché l'amplificatore non ha mai resistenza d'uscita nulla e di conseguenza, per evitare incertezze, i costruttori forniscono un valore A_{V_o} a vuoto, cioè valido per tutti gli R_L superiori ad un certo valore specificato, oltre il quale gli effetti della resistenza d'uscita R_0 sulla v_0 sono irrilevanti.
Per R_L inferiori al valore specificato, il guadagno di tensione può essere calcolato con la

$$A_V = A_{V_o} \frac{R_L}{R_L + R_0} . \qquad (6.1.)$$

Inoltre A_{V_o} dipende naturalmente dalla frequenza (fig. 6.42.*c*), diminuendo al crescere di questa. Tuttavia, per frequenze notevolmente inferiori a quelle del primo polo, la curva di A_{V_o} è orizzontale: ciò consente di eseguire le misure del guadagno a catena aperta in dc non in continua, ma in alternata, evitando così l'eventuale errore dovuto alla non perfetta compensazione dell'offset.
La misura può avvenire *a catena aperta* con il circuito riportato in *a*) e avendo cura di prendere alcune precauzioni:
– bilanciare la tensione di offset all'ingresso: infatti questa non introduce errori nella misura (perché avviene in alternata), però se l'amplificatore possiede un A_{V_o} molto elevato, può essere sufficiente a portarlo in saturazione;
– schermare accuratamente il circuito di misura, altrimenti si può raccogliere una quantità tale di disturbi (ronzio, rumore) da nascondere il segnale;
– limitare il segnale d'uscita a non oltre il $(20 \div 30)\%$ del valore massimo per essere certi che il funzionamento sia perfettamente lineare.
Per quest'ultimo motivo ed inoltre per consentire una più comoda misura riducendo gli effetti perturbatori dovuti all'impedenza d'ingresso dello stru-

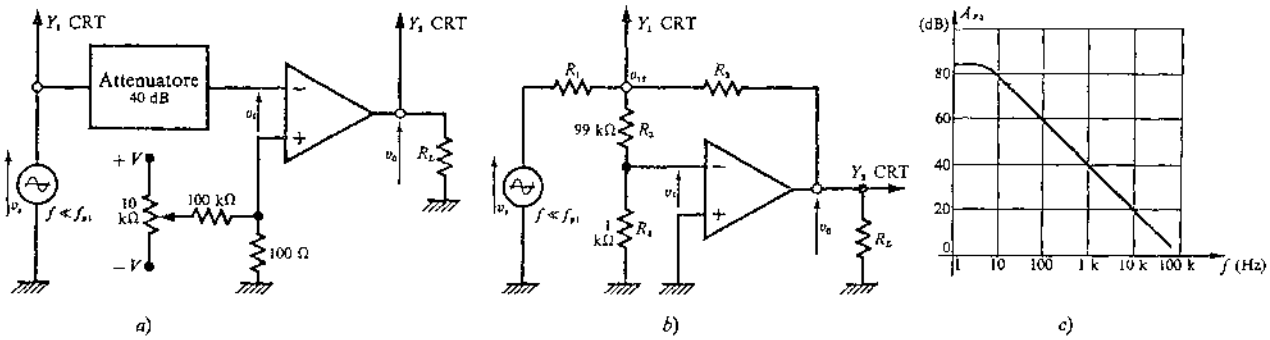


Figura 6.42. Amplificatore operazionale. Misura del guadagno a catena aperta: *a*) con circuito a catena aperta; *b*) con circuito a catena chiusa; *c*) tipico diagramma del guadagno a catena aperta.

mento (oscilloscopio) si è interposto tra il generatore di segnale e l'amplificatore in prova un attenuatore calibrato. Nel caso illustrato, con R_L di valore maggiore di quello specificato, risulta:

$$A_{V_0} = \frac{v_0}{v_i} = 100\,\frac{v_0}{v_s}\,; \qquad \left[A_{V_{0\,\mathrm{dB}}} = 40 + 20\log\frac{v_0}{v_s}\right].$$

Alternativamente la *misura* può essere eseguita *a catena chiusa* utilizzando il circuito in (*b*), nel quale la reazione negativa è garanzia che l'amplificatore non vada in saturazione per colpa della tensione di offset. La tensione v_{12} è ovviamente simile alla v_i e a questa legata dal rapporto di partizione $R_4/(R_3+R_4)$. Il guadagno a catena aperta vale quindi

$$A_{V_0} = \frac{v_0}{v_i} = \frac{R_3+R_4}{R_4}\,\frac{v_0}{v_{12}}$$

e la misura di v_{12} è certamente più agevole di quella di v_i.

Queste misure possono essere ripetute a frequenze via via crescenti, alle quali il guadagno a catena aperta decade progressivamente, assumendo l'andamento tipico riportato nella (*c*); per valori di guadagno inferiori ad alcune migliaia di unità si può proseguire nella misura eliminando il partitore dato da R_3 e R_4, connettendo direttamente l'ingresso dell'operazionale a v_{12}.

Resistenza d'uscita a catena aperta

La misura della resistenza d'uscita a catena aperta R_0 si realizza risalendo al suo valore dalla misura del guadagno a catena aperta A_{V_0} a vuoto e da quello con un carico R_L di valore minore di quello specificato. Ricordando la (6.1.), risulta

$$R_0 = \left(\frac{A_{V_0}}{A_V} - 1\right) R_L\,.$$

Resistenza d'ingresso a catena aperta

È la resistenza tra i due ingressi dell'amplificatore. Si misura col metodo consueto (vedi).

CMRR

La misura del CMRR, rapporto di reiezione di modo comune, si esegue a partire dalla sua definizione:

$$\mathrm{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} \qquad (6.2.)$$

dove $A_d = v_0/v_d$ è il *guadagno differenziale* e $A_c = v_0/v_c$ è il *guadagno di modo comune*. La tensione v_d va intesa tra i due ingressi invertente e non invertente (fig. 6.43.*a*) pari a $(v_1 - v_2)$, mentre v_c è il valor medio di quelle stesse tensioni. Il circuito di misura è quello in *b*).

Il guadagno A_c si ottiene collegando tra loro e al generatore di segnali i due ingressi 1 e 2 e quindi valutando sullo schermo dell'oscilloscopio v_0 e $v_1 = v_2 = v_c$. La misura può essere ripetuta a diverse frequenze tra quelle comprese nel campo di interesse. L'andamento del guadagno A_c [1] (in *c*) presenta un massimo non molto accentuato. Dato il piccolo valore che normalmente presenta A_c in circuiti di buona qualità, è necessario, per avere una lettura facilmente distinta dal rumore, applicare in ingresso livelli di segnale notevolmente elevati rispetto a quelli del funzionamento normale (cioè con ingressi separati).

Il guadagno A_d può essere rilevato con un procedimento che, seppure approssimato dal punto di vista teorico [2], introduce però errori che nella pratica corrente sono di gran lunga inferiori a quelli che si commettono nell'apprezzamento delle tensioni sullo schermo dell'oscilloscopio. Si procede quindi alla misura di A_d applicando un segnale v_d tra i due ingressi (di cui il 2 a massa).

Anche questa misura può essere ripetuta a diverse

---

[1] Aumenta per lo sbilanciamento dovuto alle capacità parassite che poi ne determinano la diminuzione col crescere della frequenza.

[2] Infatti, poiché $v_0 = A_d v_d + A_c v_c$, per il rilievo di A_d occorrerebbe inviare agli ingressi due segnali uguali e contrari ($v_c = 0$). Più semplicemente, dato che normalmente il 1° termine al 2° membro è di gran lunga prevalente sul 2°, si trascura quest'ultimo.

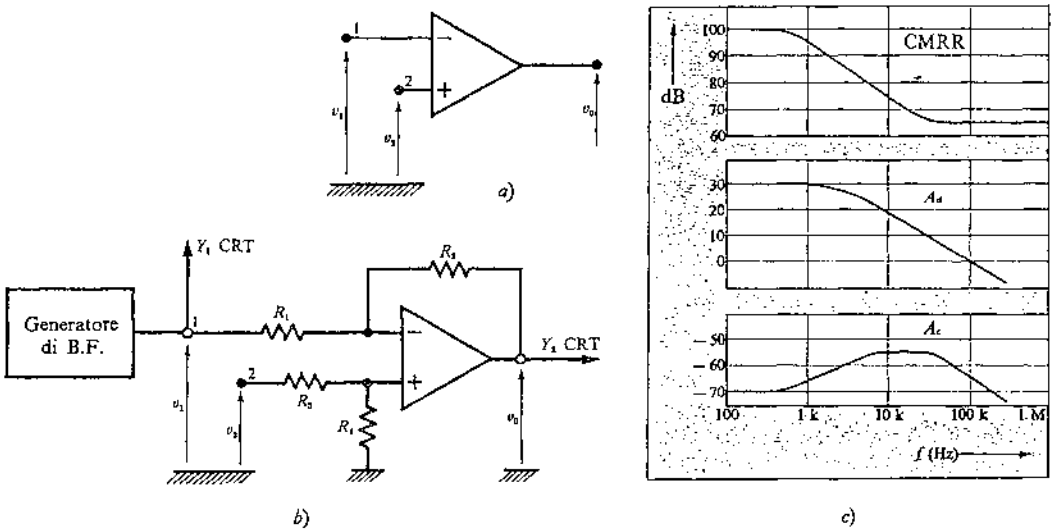


Figura 6.43. Amplificatore operazionale. Misura del CMRR: *a*) schematizzazione; *b*) circuito funzionale; *c*) grafici di A_c, A_d, CMRR in funzione della frequenza.

frequenze ottenendo il diagramma di A_d riportato in *d*), rilevato per un particolare valore di R_2/R_1. Al variare di questo rapporto si può arrivare fino alla condizione $R_2/R_1 = \infty$ (teoricamente) che in pratica significa *guadagno a catena aperta*. Per ciò che riguarda la parte decrescente della curva, la si può spostare parallelamente a se stessa a partire da un limite (nessuna compensazione) verso frequenze più basse, mediante opportuna compensazione (1).

Per avere il CMRR si introducono i valori misurati ad ogni frequenza nella (6.2.) e per tutte queste misure si ottiene l'andamento riportato in *c*). Va notato che questi rilievi si riferiscono al CMRR dell'*intero circuito* e quindi tengono conto sia delle imperfezioni dell'operazionale sia dello scostamento della rete resistiva esterna rispetto alla condizione $R_2/R_1 = R_4/R_3$: chiamati $(\mathrm{CMRR})_{op}$ e $(\mathrm{CMRR})_{cir}$ i rispettivi contributi, si può dimostrare che

$$\frac{1}{\mathrm{CMRR}} = \frac{1}{(\mathrm{CMRR})_{op}} + \frac{1}{(\mathrm{CMRR})_{cir}}. \qquad (6.3.)$$

Poiché il $(\mathrm{CMRR})_{cir}$ vale (2)

$$(\mathrm{CMRR})_{cir} = \frac{1 + A_d}{4\Delta R/R}$$

dove si suppone di utilizzare resistori tutti con la stessa tolleranza $\Delta R/R$, dalla (6.3.) si può facilmente ricavare $(\mathrm{CMRR})_{op}$.

Slew-rate

Lo stadio d'ingresso degli amplificatori operazionali presenta livelli di corrente di riposo assai piccoli in modo da offrire buone prestazioni di offset, deriva termica e rumore: ciò, congiuntamente al fatto di essere chiuso su di un carico parzialmente capacitivo per la presenza sia di capacità parassite, sia della *capacità di compensazione* (3), determina un fenomeno, detto *slew-rate*, per il quale *la tensione d'uscita presenta una velocità di variazione limitata.*

Indicando con I la corrente massima disponibile nello stadio d'ingresso e con C la capacità complessiva in uscita allo stadio, poiché è

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C} I = S$$

questa grandezza rappresenta la massima velocità di variazione della tensione d'uscita e si esprime in V/μs. Il segnale d'ingresso non deve quindi avere una pendenza superiore a S, pena l'introduzione di una distorsione i cui effetti sono rappresentati in fig. 6.44. e sono imputabili a eccessiva ampiezza e/o frequenza troppo elevata.

La misura dello slew-rate di un Op. Amp. viene normalmente effettuata inviando un'onda quadra con tempi di transizione assai brevi all'ingresso di un amplificatore invertente la cui uscita viene visualizzata su di un oscilloscopio con base dei tempi posta sulle posizioni μs/div, corrispondenti ai tempi in cui lo slew-rate si manifesta (naturalmente il periodo dell'onda quadra deve essere scelto in modo che si ottenga la rappresentazione più conveniente). L'ampiezza del segnale in ingresso deve essere sufficiente a portare l'uscita in saturazione (sia per la

(1) Si veda quanto detto nella misura dello slew-rate a proposito della capacità di compensazione.
(2) Gasparini-Mirri, *Op. cit.*, II vol., pag. 843.
(3) Questa capacità, che ha il compito di ridurre la banda alle alte frequenze (alle quali potrebbero instaurarsi condizioni di instabilità), può essere già contenuta nell'integrato o applicata all'esterno a seconda delle necessità di progetto.

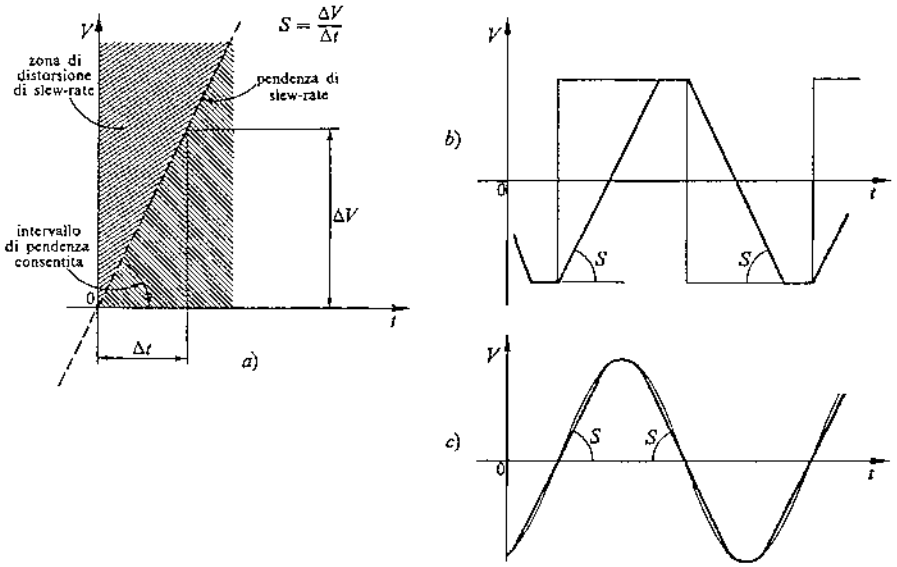


Figura 6.44. Amplificatore operazionale. Distorsione di slew-rate: *a)* nomenclatura; *b)* con onda quadra; *c)* con segnale sinusoidale.

semionda positiva che per quella negativa) e le misure di ΔV e Δt si eseguono quando il fenomeno interessi completamente i fronti di transizione (1).
L'impiego di un generatore d'impulsi a pendenza regolabile fa risaltare in modo assai evidente questa caratteristica dell'Op. Amp.: il segnale in uscita viene riprodotto fedelmente finché la pendenza dei fronti di transizione dell'impulso d'ingresso rimane al di sotto di quella dello slew-rate, ma risponde con questa per qualsiasi valore dei fronti di transizione che siano ad essa superiori.
Qualora la misura la si effettui con un segnale sinusoidale, la distorsione di slew-rate si presenta come una linearizzazione dei fianchi della sinusoide ed è possibile determinare a quale frequenza ciò avvenga. Se è infatti $v_u(t) = V_0 \operatorname{sen} \omega t$, lo slew-rate inizia a manifestarsi nei punti in cui la sinusoide attraversa l'asse dei tempi, in quanto è qui che la sua derivata

$$\frac{\mathrm{d}v_u(t)}{\mathrm{d}t} = \omega V_0 \cos \omega t$$

è massima e di valore ωV_0.
Questa considerazione permette quindi, dato un integrato il cui slew-rate sia noto e V_0 la massima escursione sinusoidale in uscita, di stabilire quale sia il limite superiore di frequenza di lavoro,

$$f_{max} = \frac{S}{2\pi V_0},$$

immune da distorsione di slew-rate.

(1) Qualora l'Op. Amp. presenti due valori diversi di S, dovuti ai fronti discendenti e ascendenti, viene specificato quello più piccolo.

Misura del guadagno di un inseguitore

Come è ben noto, l'inseguitore realizzato con dispositivi attivi discreti (BJT, FET ...) presenta un guadagno di tensione assai prossimo ma leggermente minore dell'unità. Effettuando la misura nel modo consueto, e cioè calcolando il rapporto tra il valore misurato della tensione d'uscita e quello della tensione d'ingresso, tenuto conto che gli strumenti per la misura di tensione in ac presentano errori che difficilmente sono al di sotto di qualche %, si raggiungerebbero precisioni assolutamente inaccettabili. Infatti, nell'ipotesi che il valore vero del guadagno fosse 0,99, un errore su di esso del 2% (già assai problematico da ottenere) potrebbe portare ad un valore misurato $\simeq 1{,}01$, maggiore dell'unità e quindi privo di senso.
È allora necessario abbandonare questa strada e ricorrere ad un metodo differenziale di misura della tensione. Infatti chiamate v_1 e v_2 le tensioni in ingresso e in uscita all'inseguitore, il suo guadagno A_V può essere espresso:

$$A_V = \frac{v_2}{v_1} = 1 - \frac{v_1 - v_2}{v_1} = 1 - \frac{v_d}{v_1}.$$

In questo caso, poiché al secondo membro figurano due termini di valore molto diverso (cioè il rapporto v_d/v_1 è molto piccolo rispetto all'unità), l'errore che tale rapporto introduce influisce in misura assai tenue sulla precisione del risultato: ciò consente di eseguire la misura di v_d e v_1 anche con precisione scarsa.
Nella fase pratica, la misura può essere realizzata in due modi diversi a seconda dei mezzi disponibili:

– *se si dispone di un voltmetro in alternata ad ingresso*

differenziale, ad es. con precisione 10%, risulta:

$$A_V = 1 - \left(\frac{v_d}{v_1}\right)(1 \pm 0{,}2) = \left(1 - \frac{v_d}{v_1}\right) \pm \frac{v_d}{v_1} \cdot 0{,}2 =$$

$$= \left(1 - \frac{v_d}{v_1}\right)\left(1 \pm \frac{(v_d/v_1)0{,}2}{1 - v_d/v_1}\right) =$$

$$\simeq \left(1 - \frac{v_d}{v_1}\right)\left(1 \pm \frac{v_d}{v_1} \cdot 0{,}2\right)$$

nell'ipotesi ovvia che $v_d/v_1 \ll 1$. Per esemplificare, supponendo che $v_1 = 1$ V e $v_d \simeq 10$ mV, si ottiene

$$A_V = 0{,}99(1 \pm 0{,}002) = 0{,}99 \pm 2‰;$$

– *qualora non si disponga* di uno strumento di quel genere, il problema deve essere affrontato anteponendo ad un comune voltmetro per ac un amplificatore differenziale le cui caratteristiche di CMRR sono strettamente legate alla precisione che si vuole raggiungere.
Naturalmente l'utilizzazione di amplificatori operazionali integrati che presentano CMRR $> 10^5$ semplifica notevolmente il problema, che può essere risolto col circuito di fig. 6.45., sul quale debbono essere prima verificate le condizioni richieste di CMRR (vedi misure a pag. 362). Sotto queste condizioni, considerato che $v_d = v_0/A_d$ (con $A_d = R_2/R_1$) risulta:

$$A_V = 1 - \frac{1}{A_d}\frac{v_0}{v_1}$$

nella quale la misura di v_0 e v_1 può essere effettuata con un oscilloscopio.
Qualora vi siano incertezze che il valore del CMRR non sia sufficientemente elevato, l'esempio che segue può fornire un'indicazione per procedere alla verifica e fugare qualsiasi dubbio.

Esempio. Se si vuole misurare il guadagno dell'inseguitore del caso precedente con la stessa precisione, utilizzando un normale voltmetro ac al 5% ed un amplificatore differenziale, quale CMRR dovrà avere quest'ultimo?
Applicata la tensione $v_1 - v_2 = v_d$ all'ingresso dell'amplificatore differenziale, alla sua uscita si otterrà

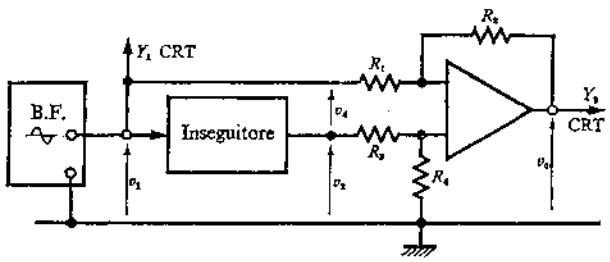


Figura 6.45. Disposizione circuitale per la misura del guadagno di tensione di un inseguitore tramite Op. Amp.

una

$$v_0 = A_d v_d + A_c v_c = A_d v_d \left(1 + \frac{v_c}{v_d}\frac{1}{\text{CMRR}}\right)$$

dove $v_c \simeq v_1 \simeq v_2$ ed il secondo termine tra parentesi rappresenta l'errore del differenziale che si vuole sia del 10%. Risulterà allora

$$\frac{v_c}{v_d}\frac{1}{\text{CMRR}} = 0{,}1$$

da cui

$$\text{CMRR} \simeq 10\frac{1}{10 \cdot 10^{-3}} \simeq 1000\,.$$

La tensione v_0 viene misurata al 5% e così pure la v_1; si perviene così ad un errore nella misura di v_d/v_1 del 20% e quindi ad un errore complessivo di A_V di circa il 2‰.

Misura della non linearità di quadripoli in B.F.

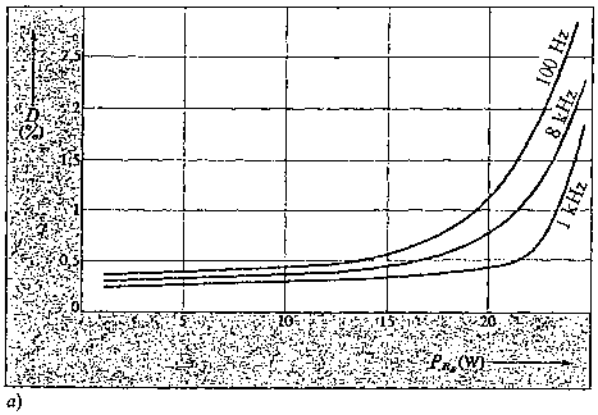
La presenza di non linearità in un circuito, quando all'ingresso siano applicati uno o più segnali sinusoidali, viene manifestata dalla distorsione che si presenta all'uscita con l'apparizione di componenti a frequenze diverse da quelle in ingresso.
Quando queste risultano multiple intere della frequenza di un segnale si parla di *distorsione armonica*, mentre quando siano combinazioni lineari [1] delle frequenze dei segnali sinusoidali (più di uno) in ingresso, si parla di *distorsione di intermodulazione*.
Vi sono circuiti che, pur contenendo componenti non lineari, presentano un comportamento lineare in un regime di piccoli segnali, cioè con piccole escursioni attorno ad un punto di riposo prescelto nella zona più lineare della caratteristica di trasferimento. All'aumentare di questa escursione, subentra in modo sempre più accentuato il fenomeno della distorsione che prima, seppur sempre presente, aveva rilevanza irrisoria [2].
Eseguendo una misura sulla distorsione armonica si ha un'informazione di tipo più oggettivo, mentre da quella di intermodulazione se ne ricava una più in accordo con gli effetti psico-auditivi che il suono corrispondente produce in un ascoltatore.

---

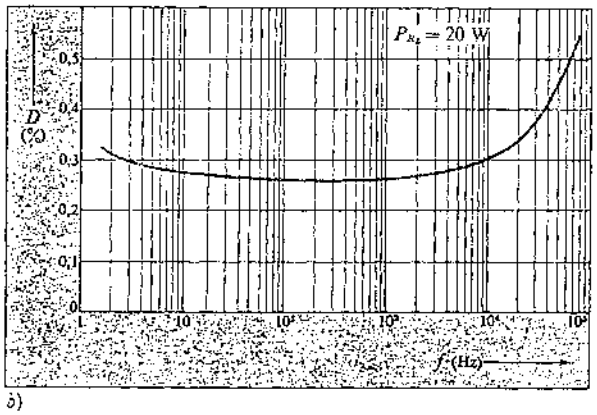
[1] Per combinazione lineare si intende la somma e la differenza delle frequenze d'ingresso f_1 e f_2 e delle relative armoniche. Si avranno allora i termini a frequenza

$$(f_1 \pm f_2);\quad (2f_1 \pm f_2);\quad \ldots;\quad (f_1 \pm 2f_2);\quad \ldots$$

e genericamente $nf + mf$ con n e m interi positivi e negativi.
[2] In costruzioni molto raffinate di amplificatori audio Hi-Fi la distorsione molto spesso non supera lo 0,1% e talvolta si riesce a limitarla allo 0,005%.



a)



b)

Figura 6.46. Misura di distorsione armonica in funzione: *a*) della potenza a frequenza costante; *b*) della frequenza a potenza d'uscita costante.

Misura di distorsione armonica

Dato un quadripolo correttamente terminato in ingresso e in uscita, la misura della distorsione armonica può essere eseguita in funzione della:

– *frequenza* (a potenza d'uscita costante)

– *potenza* (a frequenza costante),

dando luogo a diagrammi come quelli riportati nella fig. 6.46. per il rilievo dei quali si può ricorrere al *distorsimetro* qualora interessi la distorsione totale. Si ricorre invece all'*analizzatore d'onda* o *di spettro* per la distorsione di ogni singola armonica.

Non ci si sofferma sulle particolarità e sulle modalità della misura, in quanto sono quelle normali dell'uso degli strumenti sopracitati: va solamente ricordato che il generatore di segnale utilizzato deve presentare una distorsione trascurabile rispetto a quella prevista del circuito in prova. Se ciò non è, occorre interporre tra generatore e circuito un filtro passa-banda sintonizzato sulla frequenza di lavoro che elimini le uscite spurie del generatore.

Inoltre, quando la prova avvenga con variazione della frequenza di lavoro, occorre tener presente che, quando questa superi la metà della frequenza di taglio superiore, le armoniche vengono naturalmente attenuate dalla risposta del circuito in prova e quindi la distorsione armonica diminuisce progressivamente per $f > f_{t_s}/2$. In centro banda ($10f_{t_i} < f < 0{,}1f_{t_s}$) la distorsione risulta praticamente indipendente dalla frequenza, mentre alle basse frequenze, se il circuito presenta una frequenza di taglio inferiore, la distorsione tende progressivamente ad aumentare man mano che si procede verso frequenze più piccole, perché è ora la fondamentale ad essere attenuata naturalmente dalla curva di risposta.

Si fa presente che nel cap. III sono riportate alcune tipiche misure di distorsione per il collaudo di strumenti.

Misura di intermodulazione

Vengono applicati all'ingresso due segnali sinusoidali e, a seconda della loro ampiezza e frequenza, si possono avere indicazioni che si riferiscono soprattutto al comportamento del circuito alle due estremità della curva di risposta, prima che inizino i tratti discendenti, e cioè proprio là dove la misura di distorsione diviene critica.

Il comportamento alle basse frequenze (metodo SMPTE) viene messo in luce applicando all'ingresso un segnale di bassa frequenza (60÷200) Hz al quale è sovrapposto un segnale di ampiezza molto minore e frequenza elevata (5 kHz). Nella fig. 6.47. è riportato l'andamento che assume il segnale d'uscita per effetto della non linearità della caratteristica di trasferimento assieme al suo spettro (*c*).

Il segnale v_i si ottiene applicando i due segnali sinusoidali ad un *circuito sommatore*; dalla tensione v_u, mediante un filtro passa-banda centrato sui 5 kHz, si selezionano le componenti di alta frequenza il cui andamento, riportato in *b*), è quello di un'onda modulata in ampiezza, la cui *profondità di modulazione m* è la *distorsione di intermodulazione*. Ricordando che m è il rapporto tra l'ampiezza della modulante e quella della portante, la misura può essere realizzata con la disposizione indicata in *d*), rilevando V_2 e V_1 (1). Si ha allora

$$D_{\text{int}}\% = 100 \cdot m = 100 \frac{V_2}{V_1}.$$

Se la caratteristica di trasferimento fosse perfettamente lineare, nello spettro comparirebbero solo componenti a frequenza $f_1(V_u')$ e $f_2(V_u'')$ e la distorsione sarebbe nulla. La misura può avvenire allora anche come quella di *distorsione totale*, considerando V_u'' come fondamentale e $(V_1' + V_1'')$, $(V_2' + V_2'')$, ... come termini armonici (le due componenti riunite

(1) Occorre fare attenzione che V_1 rappresenta il valor medio raddrizzato a semionda di v_1, mentre V_2 è l'ampiezza di v_2. Considerando che la modulante non è puramente sinusoidale, per quest'ultima misura non è pensabile usare un voltmetro di picco a causa dell'*errore di forma* che introdurrebbe (pag. 212). In ogni caso le due letture dovranno essere corrette mediante il *fattore di forma* (per V_1) e il *fattore di cresta* (per V_2).

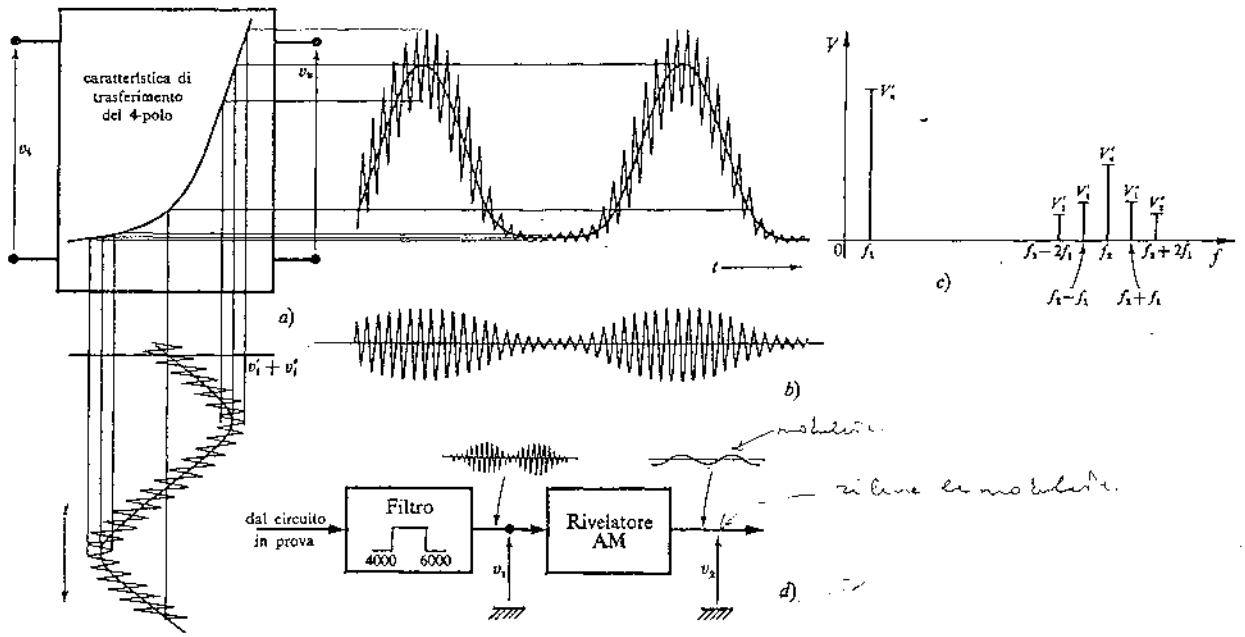


Figura 6.47. Misura di intermodulazione. Metodo SMPTE: *a*) segnale all'ingresso e all'uscita; *b*) segnale d'uscita dopo l'intervento di un filtro passa-alto; *c*) spettro della tensione d'uscita totale; *d*) disposizione sostitutiva di analizzatore di spettro.

possono essere considerate isofrequenziali rispetto alla fondamentale V_u''). La distorsione di intermodulazione vale quindi anche

$$D_{int}\% = 100\sqrt{\frac{(V_1' + V_1'')^2 + (V_2' + V_2'')^2 + \dots}{V_u''^2}}$$

e la misura può quindi essere agevolmente eseguita con un *analizzatore d'onda* o *di spettro*.

Il comportamento alle alte frequenze (metodo CCIF), dal punto di vista della distorsione di intermodulazione, viene verificato applicando all'ingresso dell'amplificatore audio due segnali V_i' e V_i'' di uguale ampiezza e frequenze poco diverse ($\Delta f = 50 \div 200$ Hz) e localizzate nella parte superiore della banda. A causa della non linearità dell'amplificatore si generano all'uscita delle nuove frequenze, come può vedersi dallo spettro di fig. 6.48. La distorsione di intermodulazione con questo metodo viene valutata da:

$$D_{int}\% = 100\frac{V_2}{V_u} = 100\frac{V_2}{V_u' + V_u''}.$$

La misura avviene, per ciò che riguarda il numeratore, prelevando V_2 dall'uscita tramite un filtro passa-basso; per il denominatore si applicano separatamente i due segnali all'ingresso e si sommano i rispettivi valori V_u' e V_u'' misurati all'uscita.

Si noti che, nonostante la misura avvenga parzialmente in B.F., il risultato è indice di una distorsione che avviene nella zona alta della banda dell'amplificatore.

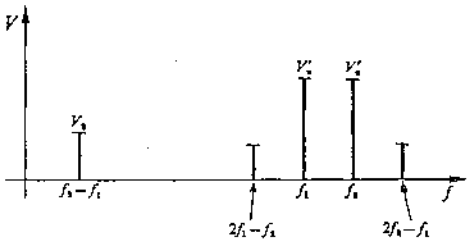


Figura 6.48. Misura di intermodulazione: spettro della tensione d'uscita totale con metodo CCIF.

3.2. Risposta ad una eccitazione non sinusoidale (gradino, impulso, onda quadra)

Si è visto che con eccitazione sinusoidale si perviene alla risposta in frequenza di un quadripolo lineare o eseguendo una serie di misure a tante frequenze diverse oppure inviando un segnale di tipo sinusoidale la cui frequenza venga fatta variare automaticamente entro il campo di interesse.

Si è già accennato che questo secondo metodo solleva l'operatore dall'esecuzione di un numero elevato di misure tutte uguali e quindi gli risparmia tempo e noia, ma però richiede un'attrezzatura abbastanza complessa.

Alternativamente ed in modo concettualmente identico, si può eseguire la prova utilizzando come eccitazione un segnale il cui spettro risulti continuo nel campo di frequenza nel quale si vuole studiare il comportamento del quadripolo. I segnali più indicati per questa utilizzazione sono quelli *a gradino* ed *a impulso*.

Il *gradino unitario* (fig. 3.13.*b*) viene definito come

un segnale che vale

$$v_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{per} \quad t < 0\,, \\ 1 & \text{per} \quad t \geqslant 0\,. \end{cases}$$

La sua trasformata di Laplace ne rappresenta l'andamento dello spettro:

$$V_1(p) = \int_0^\infty v_1(t) \exp[-pt]\,\mathrm{d}t = \int_0^\infty \exp[-pt]\,\mathrm{d}t =$$

$$= \left[\frac{\exp[-pt]}{-p}\right]_0^\infty = \frac{1}{p}\,.$$

L'*impulso unitario* (fig. 3.13.*a*) invece è definito da

$$v_1(t) = 0 \quad \text{per } t \neq 0$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} v_1(t)\,\mathrm{d}t = 1$$

e la sua trasformata vale 1 (1) dato che l'impulso è la derivata del gradino.

Applicato all'ingresso uno di questi due segnali, *l'andamento dell'uscita $v_2(t)$ si ottiene antitrasformando il prodotto della trasformata del segnale d'ingresso per la funzione di trasferimento del circuito.*

Considerazioni pratiche

Dal punto di vista teorico non esiste alcun problema. Nella pratica, avendo sempre a che fare con segnali d'ingresso non ideali, occorre invece tener presente che il campo di frequenza occupato dallo spettro di questi segnali è inversamente proporzionale, nel caso del gradino, al tempo di salita e, nel caso dell'impulso, alla sua durata: quindi, per eseguire la misura su quadripoli a larga banda, occorre poter disporre di generatori dei segnali di prova di caratteristiche adeguate.

Osservando l'andamento degli spettri dei due segnali (fig. 3.13.), si comprende come il gradino sia particolarmente indicato per effettuare uno studio nella parte più bassa del campo di frequenza perché quivi risulta un maggior addensamento energetico; per contro l'impulso, per fornire lo stesso contributo energetico, richiederebbe ampiezze che potrebbero causare sovraccarico e quindi distorsione in quadripoli attivi. Di conseguenza è indispensabile una continua verifica affinché la prova avvenga all'interno del campo dinamico del quadripolo.

In alta frequenza l'utilizzazione dell'impulso come segnale di prova è subordinata al fatto che questo abbia una durata molto più piccola del periodo della massima frequenza del campo che deve essere esaminato.

Per tutti questi motivi più spesso la preferenza cade sul segnale a gradino anche perché i risultati ai quali si perviene con i due segnali sono paragonabili e possono essere ottenuti gli uni dagli altri tramite derivazione o integrazione. Si può infatti ottenere la risposta al gradino utilizzando come segnale di prova l'impulso e integrandolo, e analogamente, la risposta all'impulso può essere ottenuta a partire da un segnale a gradino, previa derivazione.

I circuiti integratori o derivatori necessari nei due casi possono essere inseriti in qualsiasi punto della catena di misura, e cioè o all'ingresso o all'uscita del quadripolo in prova.

Naturalmente il comportamento del quadripolo viene dedotto dalle modificazioni che, rispetto al segnale standard in ingresso (impulso o gradino), esso introduce nell'uscita che viene studiata dopo averla convenientemente (2) visualizzata su di un oscilloscopio (a memoria) o registrata fotograficamente.

Una strumentazione di questo tipo talvolta però può non essere disponibile ed inoltre non consente di apportare modificazioni al quadripolo « *in tempo reale* », ma di riscontrare solo in tempi successivi gli effetti di tali interventi.

Per evitare questi inconvenienti, quasi sempre si ricorre a segnali che, pur essendo sempre del tipo *a transizioni*, presentano carattere di periodicità, come la successione regolare di impulsi e soprattutto l'onda quadra, che può essere considerata una successione di gradini alternativamente positivi e negativi uniformemente spaziati nel tempo.

Si tenga però presente che questi segnali di prova presentano spettri di ampiezza discreti e quindi sono uno strumento d'indagine meno perfetto: rimangono infatti esclusi dalla prova l'intervallo di frequenza al di sotto della fondamentale e quelli compresi tra le armoniche. Per minimizzare il rischio di uno studio incompleto occorre allora utilizzare un segnale di prova a frequenza fondamentale sufficientemente bassa: ci si accorge di ciò quando i fenomeni transitori conseguenti ad una transizione si sono completamente estinti prima che sopravvenga la successiva.

Procedendo in questo modo, sullo schermo di un oscilloscopio normale l'immagine del segnale d'uscita appare fermo e l'operatore può intervenire sul valore dei componenti del circuito in prova e osservare contemporaneamente sullo schermo gli effetti che tale intervento ha sulla risposta in frequenza del circuito. Un classico esempio di questo modo di

(1) Infatti $L[f(t)] = pF(p) - f(0)$ e poiché la funzione a gradino presenta per $t = 0$ una discontinuità, si sceglie il valore che essa assume per $t = 0^-$ per motivi di convenienza [vedi Javid e Brenner, *op. cit.*].

(2) È infatti necessario disporre di un impulso di sincronismo anticipato rispetto al segnale di prova: in tal modo il dente di sega incomincia l'esplorazione qualche istante prima dell'inizio del fenomeno, affinché la sua immagine appaia al centro dello schermo.

procedere è rappresentato dalla compensazione del probe di un oscilloscopio.

Esempi

I concetti espressi vengono chiariti riportando alcune applicazioni a circuiti fondamentali che frequentemente servono da punto di riferimento nello studio dei quadripoli lineari.

Circuito CR passa-alto

È riportato nella sua forma più semplice nella fig. 6.49.*a*. Si vede chiaramente che per $f \to \infty$, $v_2 \to v_1$ perché la reattanza di C tende a zero. Viceversa, per $f \to 0$, $X_c \to \infty$ e quindi v_2 tende a zero. Ciò giustifica la denominazione *passa-alto*.

Queste proprietà possono essere facilmente desunte utilizzando il metodo simbolico, infatti:

$$\left|\frac{V_2}{V_1}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_0/\omega)^2}}; \quad \varphi = \operatorname{arctang}\frac{\omega_0}{\omega}, \quad \left(\text{dove } \omega_0 = \frac{1}{RC}\right)$$

che presentano gli andamenti riportati in *b*). Imponendo che $|V_2/V_1| = 1/\sqrt{2}$ risulta $\omega_t = \omega_0 = 1/RC = 1/\tau$ che è la pulsazione di taglio del circuito che, avendo φ positivo, è chiamato anche *rete anticipatrice*.
Una trattazione ben più generale e completa si ottiene ricorrendo alle trasformate di Laplace: la funzione di trasferimento vale

$$H(p) = \frac{p}{p + \omega_0}$$

che presenta uno zero nell'origine ed un polo per $p = -\omega_0 = -1/RC$ a cui corrispondono i diagrammi di Bode in *c*) che mettono in evidenza le attitudini filtranti in basso e sfasatrici in anticipo. La frequenza di taglio coincide con il valore assoluto del polo.
Applicando un gradino all'ingresso del circuito, la tensione in uscita (*d*) risulta

$$v_2(t) = \exp[-\omega_0 t],$$

come si desume antitrasformando il prodotto $V(p) \cdot H(p)$. Se ω_0 è molto grande, cioè se $\tau = 1/\omega_0$ è molto piccola, la tensione d'uscita diviene quella in *e*): ciò significa che più ampia è la parte di spettro in B.F. del gradino che viene eliminata e più la coda della tensione d'uscita si riporta rapidamente a zero. In quest'ultimo caso, essendo

$$v_1 = v_C + v_R \simeq v_C = \frac{1}{RC}\int v_2\,dt,$$

risulta

$$v_2 = RC\frac{dv_1}{dt}$$

da cui si vede che *il circuito si comporta come derivatore*, con tanta maggiore precisione quanto più è legittima l'approssimazione $v_C \gg v_R$, ossia $\tau \to 0$.
Quando ciò (teoricamente) si verifichi ed all'ingresso sia applicato un gradino si vede che la sua derivata è un impulso.

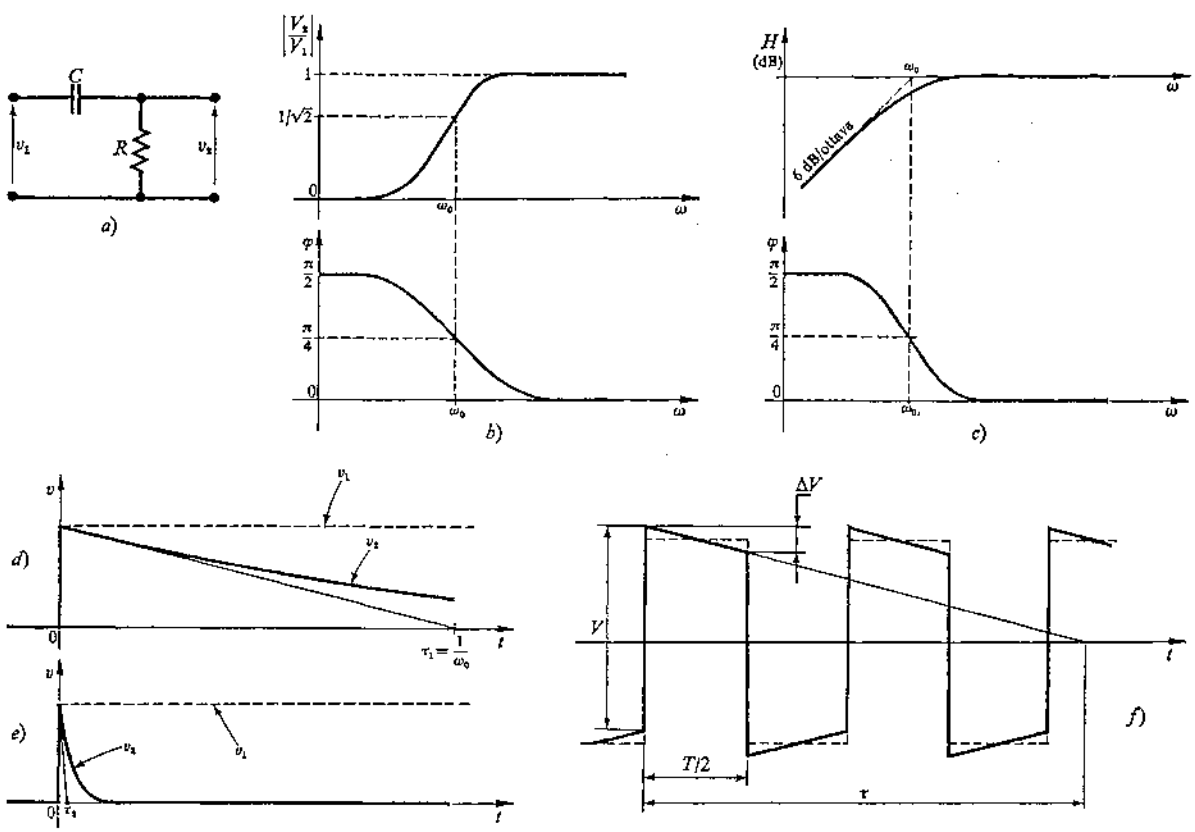


Figura 6.49. Quadripolo CR passa-alto: *a*) circuito; *b*) risposta in scala semilogaritmica; *c*) risposta logaritmica; *d*) e *e*) risposta al gradino, con $\tau_1 > \tau_2$; *f*) risposta all'onda quadra e nomenclatura per la misura della frequenza di taglio.

La *misura della frequenza di taglio* può essere eseguita sperimentalmente risalendo ad essa dal valore del *tilt* rilevabile all'uscita quando venga applicata all'ingresso un'onda quadra di periodo sufficientemente piccolo rispetto alla costante di tempo RC, cioè per $T \leqslant 0{,}1\tau$. In tal modo (fig. 6.49.*f*) è lecito considerare rettilinea e non ad andamento esponenziale la sommità discendente dell'onda quadra.
È facile vedere che allora

$$\frac{\Delta V}{V/2} = \frac{T/2}{\tau},$$

da cui

$$f_t = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{2}{\pi T}\frac{\Delta V}{V}. \qquad (6.4.)$$

Occorre fare attenzione che questa misura è strettamente riservata al caso in cui il circuito sia quello in *a*) e non altri, oppure al caso di circuiti più complessi nei quali però solo una rete come in *a*) determini il funzionamento in B.F. È necessario cioè che l'andamento della tensione in uscita sia o possa essere considerato un esponenziale semplice. Ci si rende conto di ciò nell'es. seguente.

Circuiti CR passa-alto in cascata

Si consideri il circuito di fig. 6.50. nel quale due reti semplici CR identiche e *non interagenti* sono all'ingresso e all'uscita di un amplificatore in alternata. Si suppone che un eventuale gruppo $R_E C_E$ non intervenga nel comportamento in B.F. del circuito (cioè C_E sia stato volutamente sovradimensionato), e che la resistenza R della 1ª rete rappresenti la resistenza d'ingresso del quadripolo.

La funzione di trasferimento complessiva vale in questo caso:

$$H(p) = A\left(\frac{p}{p+\omega_0}\right)^2$$

dove con A si è indicato il guadagno di tensione dell'amplificatore. Si tratta di una funzione analoga a quella vista nel caso precedente ma doppia: vi sono cioè due zeri nell'origine e due poli coincidenti per $p = -\omega_0 = -1/RC$.
I diagrammi di Bode sono allora quelli indicati in *b*): quello d'ampiezza è sostanzialmente uguale a quello di fig. 6.49.*c* tranne che per l'inclinazione dell'asintoto che è 12 dB/ottava, mentre quello di fase parte da 0° ed arriva, a medie frequenze, a 180°.
Per il calcolo delle frequenze di taglio si ricorre alla funzione di trasferimento nella quale si sostituisce p con $j\omega$ e se ne eguaglia il modulo a $A/\sqrt{2}$:

$$A\frac{\omega_t^2}{\omega_t^2+\omega_0^2} = \frac{A}{\sqrt{2}},$$

da cui

$$f_t = \frac{f_0}{\sqrt{\sqrt{2}-1}} = \frac{f_0}{0{,}644}. \qquad (6.5.)$$

Applicando un gradino all'ingresso, la tensione all'uscita (*c*) risulta

$$v_3(t) = A(1-\omega_0 t)\exp[-\omega_0 t]$$

come si desume antitrasformando il prodotto $V_1(p)\cdot H(p)$: la coda dell'impulso ha un andamento che non è più un semplice esponenziale perché la seconda cella riceve in ingresso non un gradino, ma un segnale di forma uguale a quella in fig. 6.49.*e*. È facile verificare che v_3 si annulla per $t = \tau = 1/\omega_0$ e quindi assume valori negativi tendendo a zero per $t \to \infty$.
Se invece vi fossero n celle identiche non interagenti (anziché le due considerate) si avrebbero diagrammi di Bode analoghi ma con asintoti inclinati di $6n$ dB/ottava per le ampiezze, mentre per le fasi ogni cella introdurrebbe uno sfasamento di $\pi/2$. La frequenza di taglio risulterebbe

$$\omega_t = \frac{\omega_0}{\sqrt{2^{1/n}-1}}$$

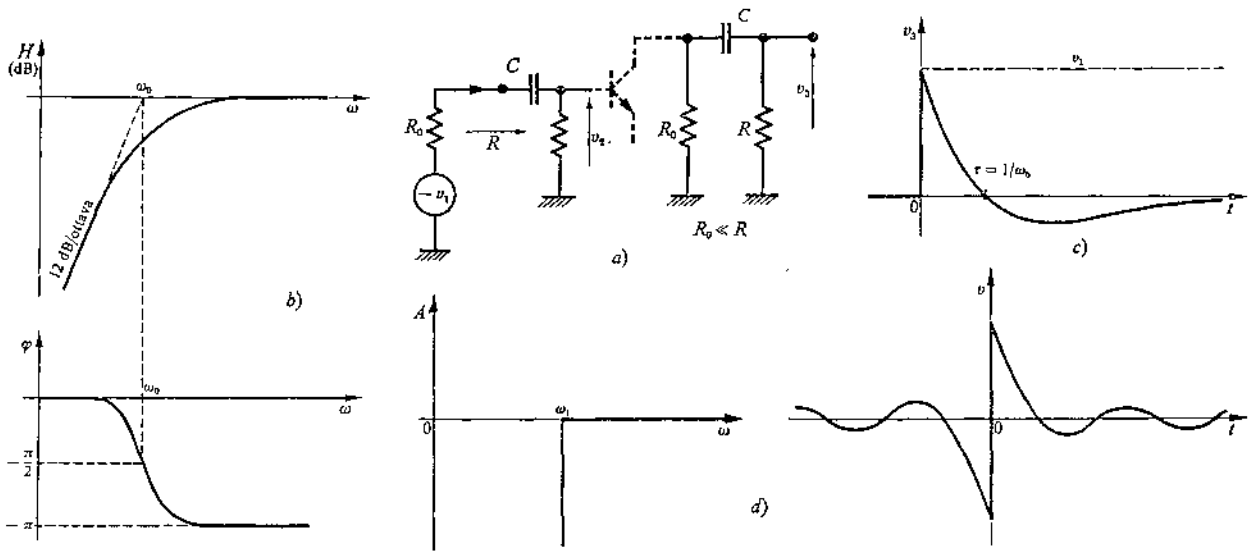


Figura 6.50. Circuiti CR passa-alto in cascata (non interagenti): *a*) schema di principio di due celle; *b*) diagrammi di Bode; *c*) risposta al gradino; *d*) diagramma di Bode del guadagno e risposta al gradino nel caso di un numero infinito di celle.

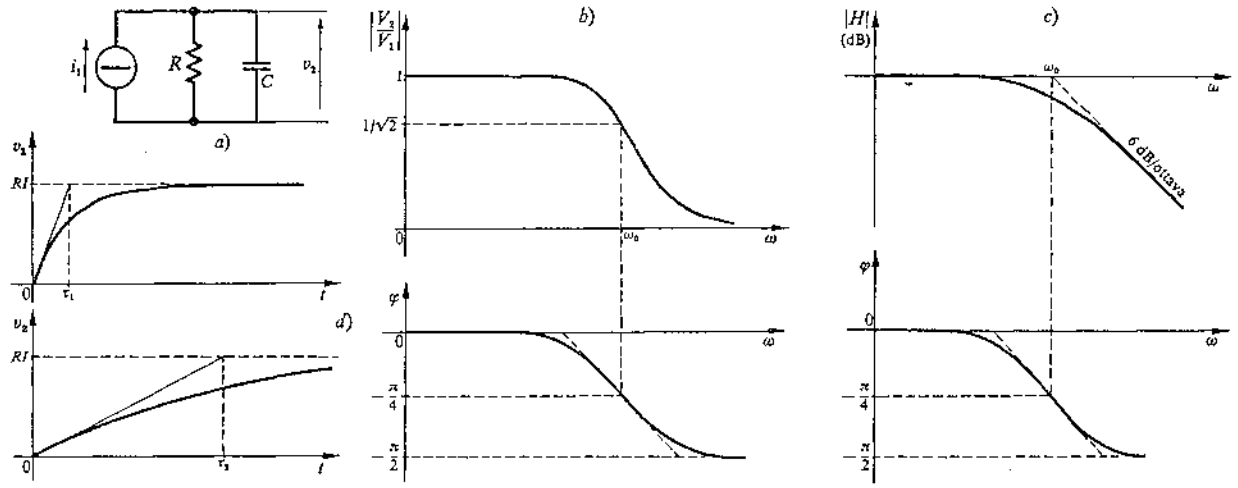


Figura 6.51. Quadripolo RC passa-basso: *a*) circuito; *b*) risposta in scala semilogaritmica; *c*) risposta logaritmica; *d*) risposta al gradino con $\tau > \tau_1$.

e l'andamento della v_3 presenterebbe $(n-1)$ intersezioni con l'asse delle ascisse, via via sempre più distanziate, prima di estinguersi.
L'aumento della ripidità delle curve di risposta al crescere del numero di celle porta ad approssimare la risposta di un filtro passa-alto ideale (*d*) che però è irrealizzabile, come dimostra l'espressione di ω_t che tende a divenire infinita e la presenza in uscita di perturbazioni in istanti antecedenti l'applicazione del gradino in ingresso.

Per *la misura della frequenza di taglio* con metodo sperimentale si effettua sull'oscilloscopio la misura di τ dopo aver visualizzato l'andamento di v_3. Ottenuto così ω_0 lo si sostituisce nella (6.5) e si risale in tal modo alla f_t.

Circuito RC passa-basso

È riportato nella sua forma più semplice nella fig. 6.51.*a*. Al crescere della frequenza $v_2 \to 0$ perché tende a zero la reattanza di C, mentre per $f \to 0$ v_2 tende a $R \cdot i_1$ e quindi il circuito ha un comportamento *passa-basso*.

Col metodo simbolico si ottiene

$$\left|\frac{V_2}{RI_1}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}; \quad \varphi = -\operatorname{arctang}\frac{\omega}{\omega_0}, \quad \left(\text{dove } \omega_0 = \frac{1}{RC}\right)$$

i cui andamenti sono riportati in *b*) ed inoltre si vede che, imponendo

$$\left|\frac{V_2}{RI_1}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{o} \quad \varphi = -45°,$$

risulta

$$\omega = \omega_t = \omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}.$$

Essendo φ negativo il circuito è detto anche *rete ritardatrice*.
Ricorrendo invece alla funzione di trasferimento, si ha

$$H(p) = \frac{V_2(p)}{RI_1(p)} = \frac{\omega_0}{p+\omega_0}$$

che contiene solamente un polo per $p = -\omega_0 = -1/RC$, di conseguenza i diagrammi di Bode sono quelli riportati in *c*) e mettono in evidenza le attitudini filtranti le alte frequenze e sfasatrici in ritardo.
Applicando un gradino di ampiezza unitaria all'ingresso, la tensione all'uscita (*d*) si può ottenere antitrasformando il prodotto $RI_1(p) \cdot H(p)$ e presenta l'andamento esponenziale

$$v_2 = RI_1(1 - \exp[-\omega_0 t])$$

se ω_0 è molto piccola, cioè se $\tau = 1/\omega_0$ è molto grande, cresce molto lentamente, e ciò avviene evidentemente perché viene a mancare al gradino una più estesa parte del suo spettro di alta frequenza. In queste condizioni, essendo

$$i_1 = \frac{v_2}{R} + C\frac{dv_2}{dt} \simeq C\frac{dv_2}{dt}$$

risulta

$$v_2 = \frac{1}{C}\int i_1\,dt$$

da cui si vede che *il circuito si comporta da integratore* con tanta maggior precisione quanto più è legittima l'approssimazione di $v_2/R \ll C(dv_2/dt)$, ovvero $\tau \to \infty$.
Quando ciò fosse verificato (teoricamente), ed in ingresso vi fosse un gradino, risulterebbe che l'integrale di un tale segnale è una rampa lineare.

La *misura della frequenza di taglio* può essere eseguita sperimentalmente a partire dal *tempo di salita* che un'onda quadra ideale applicata all'ingresso assume in uscita. Naturalmente è necessario che il periodo di questo segnale sia sufficientemente grande rispetto alla costante di tempo $\tau = RC$, $(T > 5\tau)$.
In queste condizioni, ricordando che il tempo di salita è compreso tra gli istanti nei quali v_2 vale rispettivamente 0,1 e 0,9 del valore di regime, si ha:

$$v_2(10\%) = 0{,}1RI_1 = RI_1(1 - \exp[-\omega_0 t_1])$$
$$v_2(90\%) = 0{,}9RI_1 = RI_1(1 - \exp[-\omega_0 t_2])$$

da cui si ricava che

$$t_s = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_0}\log 9 = \frac{2{,}2}{\omega_0} = \frac{2{,}2}{2\pi f_t} = \frac{0{,}35}{f_t}$$

Indice analitico

La lineetta sottintende la parola o l'intero gruppo di parole in corsivo

Aberrazioni, 56
Accesso diretto, 95
Adattamento di carico, 54
Adattatore d'impedenza, 77
AFC, 27, 155
Aggancio
– di fase, 45, 162
– di frequenza, 163
ALC, 24, 26, 30, 37
Alimentatore, 1
– a corrente costante, 3
– a tensione costante, 2
– a tensione costante e corrente limitata, 5
– a tensione e corrente costanti, 4
collaudo di –, 16
collegamenti di più –, 11
– con carichi multipli, 10
– con carico lontano, 9
– con comando lontano, 9
– con doppia uscita, 11
– con preregolazione, 6
– con regolazione a commutazione, 7
– con regolazione a SCR, 7
– con regolazione serie, 1
funzionamento di – a massa e fuori massa, 12
inversione della corrente nell'–, 13
norme di funzionamento dell'–, 15
prestazioni dell'–, 16
protezioni dell'–, 14
– specifiche, 16
Allineamento, 73
Alluminiatura, 73, 103
Alternate, 81
AM incidentale, 55
Ammettenze, 269
Ampermetro
– a pinza, 227
– elettronico, 220
prestazioni e specifiche di un –, 232
Ampiezza, 53
misura relativa di –, 164
Ampiezza-livello, regolazione di, 51
Amplificatore
– finale *X*, 90
– finale *Y*, 79
– separatore, 33, 37
– *Y*, 77
Amplificatore operazionale
bilanciamento di –, 361
capacità di compensazione di –, 363
Amplificatore operazionale, misure sull', 361
– di CMRR, 362
– di guadagno a catena aperta, 362
– di resistenza d'ingresso a catena aperta, 362
– di resistenza d'uscita a catena aperta, 362
– di slew-rate, 363
– di tensione di offset all'ingresso, 361
Analisi frequenziale, 144
Analizzatore d'onda, 146
BFO nell'–, 156
bilanciamento dell'–, 151
circuiti di selezione dell'–, 153
circuito AFC dell'–, 155
modulatore bilanciato dell'–, 150
schema a blocchi dell'–, 147
taratura dell'–, 157
Analizzatore di reti, 358
Analizzatore di spettro, 158
– ad esplorazione di frequenza, 159
– con filtro a sintonia variabile, 159
– di Fourier, 159
– in tempo reale, 158
modi di funzionamento dell'–, 160, 165
– multicanale, 158
– per B.F., 166
– per R.F., 161
– supereterodina, 160
Analizzatore di spettro per B.F., 166
particolari costruttivi dell'–, 170
prestazioni generali dell'–, 167
principio di funzionamento dell'–, 167
Analizzatore di spettro per R.F., 161
esplorazione e stabilizzazione dell'–, 162
prestazioni generali dell'–, 163
prestazioni particolari dell'–, 165
ultima F.I. dell'–, 162
Anello
– ad aggancio di fase, 27, 30, 45, 225
– di reazione, 113
Angolo di perdita, 276
Asse Z, 66, 93
misure di frequenza con l'–, 249
Astigmatismo, 66
Attenuatore, 37
– a comando elettronico, 52, 203
– compensato, 76, 373
Attenuazione, 54, 353
Audiowattmetro, 264
Autoazzeramento della fase, 326
Autocalibrazione nei DMM a doppia rampa, 203, 222
AUTO(matic) (vedi Modo di esplorazione)
circuito –, 84, 88

Banda
– dinamica, 150
– di ripristino, 18
Bande laterali di rumore, 163
Barkhausen, criterio di, 20
Base dei tempi, 60, 82, 129
– ritardata, 88, 129
Battimenti, 251
Beam finder, 80, 92, 93
BFO, 156
Bilanciamento automatico, 203
– per DVM a doppia rampa, 203, 222
Bistabile
– a diodo tunnel, 85
funzionamento – di CRT a memoria, 97
Blanking, 26, 61, 93
Bolometro, 266
Bruciatura di schermo, 73, 101
Burst
– a tempo, 50
– contato, 50
– di un G. di F., 45
– di un G. di I., 50

Caduta di tensione negli ampermetri, 232
Calibratore, 93
Calibrazione, 93
Camera termostatata, 189, 241
Campionamento
– coerente o sequenziale, 109
– incoerente o casuale, 109, 110
– in tempo equivalente, 110
– in tempo reale, 109, 110
probe di –, 225, 226, 227
Campo
– di frequenza, 53
– di frequenza (voltmetri ac), 231
– di funzionamento, 101
– dinamico, 115
– di stabilità, 101
Canale
– di misura, 357
– di riferimento, 357
Canale X orizzontale, 90
Canale Y verticale, 75
bilanciamento del –, 78
Cancellazione, 98, 102, 104, 107
Cannone elettronico, 65
– ausiliario, 98
– doppio, 74
– scrivente, 98
Capacità
– apparente, 277
– di compensazione di Op. Amp., 363
– parassita di bobina (misura), 318
Caratteristica
rilievo automatico di –, 331, 343, 352
rilievo per punti di –, 330, 341, 351
Carico fittizio, 264
Cascode, 78
Chopped, 82
Chopper
microvoltmetro a –, 187
millivoltmetro a –, 185
modulatori e demodulatori a –, 186
Ciclo di lavoro, 42
Circuiti di prelievo, 85
Circuiti RC
– (partitore compensato), 76, 373
– passa-alto, 369
– passa-alto in cascata, 370
– passa-basso, 371
– passa-basso in cascata, 372
variatori di fase a –, 258
Circuito
– auto, 84, 88

– pilota, 81, 114
– risonante parallelo, 21
– risonante serie, 309, 374
– equivalente, 269
– di commutazione, 81
– di reiezione, 175
– RLC serie, 309, 374
– sommatore, 252
Classe dello strumento, 183
CMR, CMRR, 201, 230, 362
Coefficiente
– di comando, 10
– di temperatura, 17, 230, 335
– di tempo (Time/div.), 61, 84, 87, 129
Collaudo, 16
Collegamento di più alimentatori, 11
– con inseguimento automatico, 12
– in parallelo, 11
– in serie, 11
Collimazione (elettrodi, fasce di), 101
Colore, 72
Comparatore
– di fase, 260
– di livello, 85
– di picco, 37
– di ritardo, 89
Compensazione delle capacità parassite
– negli attenuatori, 76, 374
– nei ponti, 289
– nei probe, 122
Condensatore, 275
– a dielettrico solido, 278
  angolo di perdita di un –, 276
– a tre morsetti, 278
– in aria, 277
– vibrante, 187
Condizioni di non distorsione, 145
Conduttività trasversale, 101
Consumo, 182
  errore di –, 182
Contatore numerico, 233
  circuiti d'ingresso del –, 235
  estensione delle prestazioni del –, 243
  divisori del –, 237
  gate del –, 238
  misura di frequenza col –, 234
  misura di intervallo di tempo col –, 235
  misura di periodo col –, 234
  misura di rapporto col –, 234
  moltiplicatore del –, 237
  oscillatore a cristallo del –, 237
  riduzione dell'errore nel –, 242
  sistema di conteggio decimale nel –, 238
  studio dell'errore nel –, 240
Contatore reversibile, 198
Conteggio decimale (sistema, circuiti), 238
Controllo
– automatico di fase, 27, 30, 45, 225
– automatico di frequenza, 27
– automatico di livello, 26, 30, 37
– di allineamento nel CRT, 73
– di frequenza, 170
– di livello esterno, 27
– di simmetria, 42
Conversione di frequenza, 147
Convertitore
– A-D rivelatore di picco, 172
– D-A, 204
– DC-DC, 9
– I-V, 220
– R-V, 221
– R-V per DMM a doppia rampa, 222
– supereterodina, 147, 244
Convertitore AC-DC, 205
– a BJT integrati, 217
– a moduli integrati, 218
– a quasi valore efficace, 214
– a termocoppia, 215
– a valore di picco, 209
– a valor medio, 206
– a vero valore efficace, 214
– Sample & Hold, 219
Convertitore A-D che integra, 197
– a conversione di frequenza, 197
– a doppia rampa, 199
– a integrazione interpolate, 198
– potenziometrico con integrazione, 198
Convertitore A-D che non integra, 194
– a conversione tensione-tempo, 194
– a gradinata, 195
– a rampa lineare, 194
– a ricircolazione, 196
– a successive approssimazioni, 196
– potenziometrico, 195
Costantana, 272-273
Costante di tempo, 272
Crossover, 65
  punti di –, 97
Crowbar, 14
CRT, 60, 62
  circuito elettrico del –, 74
– doppi, 74
CRT a memoria, 96
– a schermo suddiviso, 101
– a trasferimento di immagine, 106
– a trasmissione di corrente bistabile, 103
– a trasmissione di corrente di tipo halftone, 104
– a visione diretta bistabile, 100
Curva di regolazione di alimentatore
– a corrente costante, 4
– a tensione costante, 2
– a tensione costante e corrente limitata, 6
– a tensione e corrente costanti, 5
– a tensione costante e foldback, 6
Curva di risposta (rappresentazione e rilievo)
– a larga banda, 356
– selettiva, 356
– universale, 356

dB, dBm, dBW, 25, 353
DC offset, 114, 125, 129, 246, 255
Dead band, 133
Deflessione, 66
– bilanciata, 70
– massima, 70
Densità, 116
– di ampiezze, 143
Dente di sega, 60, 61
  sviluppo in serie di –, 138
Deriva, 18, 184
Derivatore, 369
Differenziale, funzionamento, 82
Digitization time, 230
Diodo a semiconduttore, 328
  capacità della giunzione di –, 332
– hot-carrier, 333
  prove di integrità di –, 329
– raddrizzatori, 328
  rendimento di rivelazione di –, 333
– Schottky, 112, 333
– SCR, 338
– snap-off, 115, 333
– step-recovery, 333
  tempo di recupero di –, 332
– tunnel, 336
– tunnel (bistabile a), 85
– varicap, 337
– Zener, 334
Discontinuità
– reattive, 119
– resistive, 119
  localizzazione della –, 118
  studio delle cause della –, 119
Discriminatore, 170
Dispersione
– dei componenti a semiconduttore, 328
– dell'A. di S., 163
Display, 91
Distorsimetro, 173
  circuiti di misura del –, 177
  circuiti di reiezione del –, 175
  circuiti principali del –, 175
  rilievo curva di reiezione del –, 180
  sensibilità del –, 178
Distorsione, 53, 145
condizioni di non –, 145
– d'armonica, 145
– lineare, 145
  misura di – armonica, 366
  misura di – d'intermodulazione, 366
– non lineare, 145
– totale, 145
– trapezoidale, 70
Divisore analogico, 261
Doppia traccia, 74, 80, 115
Doppio cannone, 74
Doppio fascio, 74
Doppio impulso, 49
Durata, 57
Duty-cycle, 42

ECMR, 231
Elaborazione digitale, 168
Elettrodo collimatore, 101
Elipot, 274, 275
Emissione secondaria, 96
Enhancement, 102
Errore
– di consumo, 182
– di conteggio ± 1, 240
– di forma, 208, 212
– di isteresi del trigger, 255
– di linearità, 56
– relativo, 183
  riduzione dell'– (nel contatore), 242
Esplorazione (vedi Sweep)
– differenziata, 167, 173
– singola (vedi Single sweep)
  velocità di –, 165
  velocità ottima di –, 173
Eterodina, 26
Evanohm, 272

Fase
  circuito misuratore di –, 226
  misure di –, 255
  offset di –, 226
  rivelatore di –, 260
– start-stop, 44, 45
Fattore
– di bontà, 280, 310
– di cresta, 206, 218, 232
– di deflessione, 68, 75, 128
– di forma, 164, 206
– di qualità, 280, 310
– di riduzione, 165
F.e.m. termoelettrica, 188
Figure
– cicloidali, 251
– di Lissajous, 248, 256
Filtraggio, 201
Filtri attivi, variatori di fase a –, 259
Filtro video, 165
Flicker, 96
Floating, 202
Fluorescenza, 72

FM
– incidentale, 55
– residua, 163
Formatore, circuito
– di dente di sega, 42
– di esplorazione logaritmica, 43
– di impulsi, 39, 41
– di sinusoide, 39, 41
Fosforescenza, 72
Fosfori, 72
strato incoerente di –, 101
Foucault, perdite di, 279
Fourier, 136
analizzatore di –, 159
contenuto energetico delle armoniche, 141
esempi di serie di –, 137
integrale di –, 142
simmetrie particolari –, 137
teorema di –, 136
verifica sperimentale dell'analisi di –, 179
FREE-RUN
(vedi Modo di esplorazione)
Frequenza
– di risonanza, 22, 310
– di risonanza propria di bobina, 277, 280, 319
– di transizione, 349
misura di – di taglio, 370, 371, 372
misure di –, 246
Frequenzimetro
– ad assorbimento, 246
– analogico, 247
– a ponte, 247
– digitale (vedi Contatore numerico)
Funzione
– dispari, 137
– pari, 137

Gate
– di campionamento, 112
– di un G. di F., 45
– di un G. di I., 49
generatore di –, 87
Generatore, 1
– ad inseguimento, 166, 358
– delle 4 fasi, 260, 325
– di cadenza, 48, 50
– di durata, 48
– di funzioni, 38
– di gate di memoria, 115
– di gate (SGM), 83, 87
– di gradinata, 118
– di impulsi, 47
– di impulsi di campionamento, 114
– di modulazione, 43, 44
– d'onda quadra, 52
– d'onda quadra e triangolare, 39, 40, 50
– di parola, 47
– di pendenza, 48
– di rampa (SG), 83, 87
– di ritardo, 48
– di segnali, 19
– di segnali AM e/o FM, 21
– di segnali a R.F., 21
– di segnali in B.F., 32
– di sweep, 25
– di tensione di riferimento, 189
– di trigger, 48, 83, 85
– impulsi-gate, 114
– nei ponti in ac, 299
– vobulato (di sweep), 25
Giogo di deflessione, 67
Griglia
– di controllo, 65
– di supporto, 104
Guadagno, 353
definizione di –, 354
misura di – di inseguitore, 364
Guardia, 202

Hall, effetto di, 126
wattmetro a –, 265
Hold-off, 83, 87, 116, 130

Immagine (segnale, frequenza), 161, 166
Immagini residue, 104
Impedenza d'ingresso, 77, 129
– di ampermetri, 232
– di convertitore a valore di picco, 211
– di voltmetri dc, 228
Impedenza d'uscita
– di alimentatore, 18
– di generatore d'impulsi, 48
– di generatore di segnali, 53
Impedenze
misura d'–, 269
misuratore digitale d'–, 323
Impedenzimetro vettoriale, 320
Impulsi di blanking, 81, 115
Impulso, nomenclatura dell', 47
Indice
– di classe, 183
– di modulazione (vedi Profondità)
Indirizzi
– di lettura, 169
– di scrittura, 169
Induttanza
– apparente, 280
– incrementale, 281, 288, 302
Induttore, 278
fattore di qualità di un –, 280
perdite di un –, 279
Integrate, 102
Integratore, 371
– di media campionato, 326
Integrazione, 200
Intensificazione, 129
Intermodulazione, misura d', 366
Ion-repeller, 101

Jitter, 88

Kelvin-Varley, potenziometro di, 189

LCR, Misuratore Digitale di, 323
Lenti elettrostatiche, 63
– a cilindri, 64
– a dischi, 64
superfici equipotenziali di –, 63, 64
LEVEL, trigger, 83
Limite inferiore di frequenza, di convertitore a valore di picco, 210
Limite superiore di frequenza
– di contatori, 240
– di convertitore a valore di picco, 210
– di convertitore a vero RMS, 219
– di Op. Amp. (slew-rate), 364
Limite superiore di scrittura, 101
Linea di ritardo, 79, 85
Lissajous, figure di
misure di fase con –, 256
misure di frequenza con –, 248
Livello
– di continua, 56
– di funzionamento, 101
– di tutto positivo, 101
Luminescenza, 72
Luminosità, 66
controllo di –, 92
– di fondo, 100

Magnificatore (magnifier), 91, 92
Mainframe, 93
Manganina, 272-273
Marker, 27
Maschera di Webb, 257
Memoria
– ad accesso casuale (RAM), 168
– a scorrimento, 238, 239
– digitale, 107
oscilloscopio con –, 96
Memorizzazione di uno spettro, 170
Mesh, 72
Metodo di zero, 282
– di ponte a 4 lati in ac, 282
– con reti a T, 300
– con RX-meter, 308
Metodo automatico (panoramico), 25, 356
Metodo diretto
– nel Q-metro, 315
– nelle misure di guadagno, 354
Metodo indiretto (o di sostituzione)
– nei ponti a R.F., 293
– nel Q-metro, 316
– nelle misure di guadagno, 354
Mezzi toni (halftone), 100
Microscopio elettronico, 65
Millivoltmetro a R.F., 213
Misura
– a quattro morsetti, 9, 221, 323
– dei parametri di commutazione, 350
– dei parametri ibridi, 345
– dei parametri in H.F., 348
– della capacità parassita di bobina, 318
– della frequenza di risonanza propria di bobina, 319
– di distorsione armonica, 366
– differenziale di corrente, 126
– di frequenza di taglio, 370, 371, 372
– di impedenze, 269
– di intermodulazione, 366
– di Q, 309, 375
– di resistenza d'ingresso, 359
– di resistenza d'uscita, 360
– di rumore, 209
Misuratore digitale di LCR, 323
Misuratore d'uscita, 264
Misure
– di fase, 255
– di frequenza, 246
– di grandi potenze, 266
– di guadagno, 354
– di impedenze col Q-metro, 317
– di piccole potenze, 266
– di potenza, 263
– di tempo, 253
– su dispositivi e circuiti, 328
– sull'Op. Amp., 361
– su quadripoli, 353
– su transistori, 340
Mixed, 90, 129
Modo di esplorazione, 84
Modulatore bilanciato, 150
Modulazione armonica, modi di, 165
Modulo di elaborazione, 29
Moltiplicatore
– analogico, 261
– di capacità, 51
– di frequenza, 245
Motorboating, 18
Multimetri, 205, 223
Multistorage, 107

Mumetal, 71

NMR, 200, 230
Non linearità di transizione, 57
NORMAL
(vedi Modo di esplorazione)
Normalizzazione, 108
Notazione in dB, 353

Offset, 363
– di fase, 226
tensione di –, 361
Ohmmetro elettronico, 221
prestazioni e specifiche dell'–, 232
corrente dell'– nell'incognita, 233
tensione a vuoto dell'–, 233
prova di integrità con l'–, 329
Onda
– quadra nel G. di F., 50
sviluppo in serie dell'– quadra, 141
sviluppo in serie dell'– rettangolare, 140
Ondametro, 246
Oscillatore
– a battimenti, 21, 38
– a comando di tensione (VCO), 23
– a cristallo, 23
– a resistenza negativa, 23
– a trasferimento, 244
– della portante, 21
– di ricerca, 29
Oscillatore a rete RC, 33
– a ponte di Wien, 35
– a semplice rete di Wien, 33
– con rete a scala, 39
Oscilloscopio, 59
– a doppia traccia, 80
base dei tempi dell'–, 82
canale Y dell'–, 75
funzionamento con la base dei tempi dell'–, 60
funzionamento in XY dell'–, 60
– con memoria (v. CRT con memoria)
– sincronizzato, 62
strutture dell'–, 93
– triggerato, 62
uso e caratteristiche dell'–, 127
Oscilloscopio campionatore, 108
campo dinamico dell'–, 115, 129
canale orizzontale dell'–, 116
canale verticale dell'–, 112
dc offset nell'–, 114, 129
generatore impulsi-gate nell'–, 114
precisione dell'–, 115
riduzione del rumore nell'–, 115
Overrange, 192

Panoramico, metodo, 356
Parallelo-automatico, di alimentatori, 11
Parametri
– di commutazione, 350
– ibridi (misura), 345
– in H.F. (misura), 348
– parassiti, 271
– principali, 271
Parassiti
– effetti, 288
– parametri, 271
PARD, 17
Partitore compensato, 76, 373
Passività, 271
PCMR, 231
Perdite
– per correnti parassite, 279
– per isteresi, 279
Periodo medio, 234
Persistenza, 72
– variabile, 105
Placchette di deflessione, 70
– distribuite, 72
PLL, 27, 30, 45, 225
Plug-in, 93
Polarità, 79
Ponte
– a risonanza, 247
– bolometrico, 266
– di Hay, 287
– di Maxwell, 286-287
– di Owen, 288
– di Sauty-Wien, 285
– di Schering per B.F., 286
– di Schering per R.F., 294
– di Wien, 33, 35, 175, 247
Ponte Universale, 302
automatismi nel –, 304
– semiautomatico, 306
Ponti in ac a 4 lati, 282
– ad amplificatore, 292
– a prodotto, 285
– a rapporto, 284
– a trasformatore, 292
condizione di equilibrio nei –, 282
effetti parassiti nei –, 288
lettura diretta delle incognite nei –, 284
metodo di sostituzione nei –, 293
particolari costruttivi dei –, 299
– per misure su condensatori, 285
– per misure su induttori, 286
– per R.F., 293
precisione dei –, 298
rapidità di convergenza all'equilibrio dei –, 284
sensibilità nei –, 295
– Universali, 302
Porta di campionamento, 112
Posizione, 90, 92
Portate, 203
– automatiche per DVM a doppia rampa, 203
– di voltmetri dc, 228
Potenza, misure di –, 263
– a frequenze audio, 264
– a R.F., 265
– con ponte bolometrico, 266
– con termocoppie, 263, 265, 266
– in B.F., 263
– sviluppi recenti, 263
Potenziale di quiete, 101
Potenziometro, 274
– di Kelvin-Varley, 189
– multigiri (Helipot), 275
Preamplificatore, 78, 91
Precisione, 115, 183
– di frequenza, 53
– di voltmetro ac, 232
– di voltmetro dc, 229
– negli ohmmetri, 233
Preregolazione, 6
Prescaler, 243
Prescrittura, 106
Preset, 246
Prestazioni (vedi Specifiche)
Pretrigger, 110
Probe
– a effetto di Hall, 126
– a valore di picco, 211
– campionatore, 225, 226, 227
compensazione di –, 122, 373
– di corrente, 126
– di tensione attivo, 124
– di tensione passivo, 121
Prodotto V·Hz, 232
Profondità di modulazione, 366
Protezioni, 14
Prove di integrità
– su diodi, 329
– su transistori, 341
Pulsazione
– di risonanza, 22, 310
– propria di risonanza, 277, 280
Puntali di attenuazione, 125
Punti di verifica lontani, 9
Punti
– di equilibrio stabile, 98
– d'incrocio, 97
Purezza, 271
Purezza spettrale, 53, 163
– della rete (misura), 180
– di un oscillatore (misura), 197

Q, 280, 310, 375
Q-metro, 309
– digitale, 375
generatore nel –, 311
metodo diretto nel –, 315
metodo indiretto (o di sostituzione) nel –, 316
misure col –, 317
scale ausiliarie del –, 313, 314
voltmetro elettronico nel –, 312
Quadripoli, 353
curva di risposta di –, 355
misura di guadagno di –, 353
misura di non linearità di –, 365
misura di resistenze d'ingresso e d'uscita di –, 359
Quarzo, 153

RAM, 168
Rampa, 60
– veloce, 116
Rapporto segnale-rumore di fase (integrato), 55
Readout unit, 95
RECURRENT
(vedi Modo di esplorazione)
Registratore, 130
– a carta scorrente, 131
accelerazione di –, 133
dead-band di –, 133
sistema scrivente di –, 132
slewing speed di –, 133
tempo di risposta di –, 133
– XY, 132
Regolazione
– a commutazione, 7
– a SCR, 7
– dell'ampiezza, 24
– serie, 1
Rendimento
– di campionamento, 113
– di rivelazione, 333
Reset, 85
Residuo reattivo, 272
Resistenza
– differenziale (diodo), 335
misura di – d'ingresso, 359
misura di – d'uscita, 360
rumore della – della sorgente, 188
– specifica, 182
Resistenza critica
– di un alimentatore, 5
misura della – di un circuito RLC, 374
Resistività, 271
Resistore, 271
– ad impasto, 273
– a filo avvolto, 272
angolo di fase di, 272
– a strato, 273
costante di tempo di –, 272

– variabili, 273
Rete
– anticipatrice, 369
– di accoppiamento, 85
– ritardatrice, 371
Reticolo, 73
Riduzione del rumore, 115
Riflettometria (TDR), 118
discontinuità reattive –, 119
discontinuità resistive –, 119
localizzazione –, 118
studio delle cause –, 119
Risoluzione
– di A. di S., 163, 164
– di voltmetro, 229
Risonanza serie, 309
Risposta di quadripoli
– a eccitazione non sinusoidale, 367
– a eccitazione sinusoidale, 353
rilievo automatico della curva di –, 356
rilievo della curva di –, 355
Risposte multiple, 166
Ritardo, 57
comparatore di –, 89
Rivelatore
– a effetto di Hall, 126, 265
– a legge quadratica, 312
– di fase, 260
– di fase ad anello, 261
– di fase a moltiplicatore, 261
– di fase a scatto, 262
– di fase con F-F, 262
– di fase con OR esclusivo, 262
– di picco (v. convertitore di picco)
– nei ponti ac, 312
Rivelazione
– a legge quadratica (voltmetro), 312
rendimento di –, 333
Ronzio, 1
– e rumore, 17
Rumore
– della resistenza della sorgente, 188
– di modo comune (CMR), 201, 231
– di modo normale (NMR), 200, 230
– nei DVM, 200
potenza di –, 164
specifica di – nei voltmetri, 231
RX-meter, 308

Sample & Hold, 219
Sblocco del fascio elettronico, 66, 93
Schermatura, 289
Schermo, 72
SCR, 337
Scrittura e memorizzazione, 105
Search oscillator, 29
Sensibilità, 164, 183
– di deflessione, 68
– di ponte ac, 295
– di voltmetro, 229
– e deflessione massima, 70
– e deriva, 184
– e frequenza, 72
– e luminosità, 71
Sequenze d'impulsi, 88
Serie-automatico di alimentatori, 12
Servoregistratore, 132
Settling time, 230
Simmetria, 56
– controllo di, 43
Simmetrie particolari, 137
Sincronizzazione, nei generatori di Sweep, 27
SINGLE SWEEP, 84, 85, 125
Sintesi frequenziale, 144
Sintetizzatore, 27
– a sintesi diretta, 27
– a sintesi indiretta, 30
Sinusoide, sviluppo in serie di
– raddrizzata a onda intera, 140
– raddrizzata a semionda, 139
SLOPE, 83, 85
Soglia
– di mantenimento, 101
– di scrittura, 101
Sonda (vedi Probe)
Sostituzione, metodo di, 293, 316
– parallelo, 316
– serie, 316
Specifiche
definizione di –, 16
– dei generatori di segnali, 53
– di alimentatori, 16
– particolari dei sintetizzatori, 55
Spegnimento del fascio elettronico, 61
Spettro
– continuo, 142
– di ampiezza, 136
– di fase, 136
– di potenza, 142
Stabilità
– di A. di S., 163
– di alimentatore, 18
– d'ampiezza, 54
– di componente passivo, 271
– di frequenza, 36, 53, 55
– di frequenza a breve termine, 55, 241
– di frequenza a lungo termine, 55, 241
– di frequenza a medio termine, 55
– di voltmetri, 229
Stabilizzazione
– di carico, 16
– di rete, 16
Store, 105
Stroboscopio, 108
Strumenti
– a bobina mobile, 182
– elettronici analogici, 182
– elettronici numerici, 182
Sviluppo in serie di impulsi di sinusoide, 138
Sweep (esplorazione)
larghezza di –, 55
linearità di –, 55
– logaritmico, 43
– nel G. di F., 43
– nell'oscilloscopio, 61, 89, 90, 129
velocità di –, 55

TDR (vedi Riflettometria)
Tempi di transizione, 57
Tempo
– di accumulo, 350
– di apertura, 339, 350
– di campionamento, 113
– di chiusura, 340, 350
– di decadimento, 72
– di formazione, 72
– di recupero, 332
– di ripristino, 117
– di risposta, 19, 56, 232
– di salita (discesa), 56, 76, 371
– di scrittura, 102
– di transito, 68
misure di –, 253
Tensioni indotte, 188
Termocoppia, 215
Termopile, 217
Terra di Wagner, 291
Teste di campionamento, 115
Tilt, 370
Time Interval Averaging, 242
Time position, 117
Tracciatore di curve, 343
Trace-shadowing, 101
Transistore
– a effetto di campo (FET), 351
– bipolare, 340
– bipolare bidirezionale, 187
misure sul –, 340
rilievo automatico delle caratteristiche del –, 343
rilievo statico delle caratteristich del –, 341
Trasduttore, 59
Trasformatore schermato, 300
Trasformazione di bipoli
– parallelo-serie, 270
– serie-parallelo, 270
Trigger
– di campionatore, 117
– di G. di F., 44
– esterno nel G. di I., 49
– INTERNO, ESTERNO, LINE, 83
– LEVEL, 83
– SLOPE, 83
sorgente del segnale di –, 83
Tubo
– a raggi catodici (vedi CRT)
– elettrometrico, 191

Unblanking, 66, 93
Unità
– di sintesi, 29
– pilota, 29
Uscita
– bilanciata, 54
– del sincronismo, 56
Uscite spurie, 55

Valore
– efficace, 142, 206, 214
– medio, 137, 206
– medio raddrizzato, 206
– di picco, 206
– di picco a picco, 206
Variatore di fase, 257
– con circuiti RC, 258
– con generatore delle 4 fasi, 260, 325
– in alta frequenza, 260
– magnetico, 259
Variazioni, errore dovuto alle
– di temperatura, 240
– di tensione di rete, 241
VCO, 23
Vector Impedance Meter, 320
Velocità
– di comando, 19
– di risposta (voltmetri), 230
– di scrittura, 102, 106
Voltmetri numerici (digitali) per dc, 192
bilanciamento automatico (autocalibrazione) nei –, 203, 222
circuiti d'ingresso di –, 193
convertitore A-D per –, 193, 194
convertitori A-D che integrano nei –, 197
convertitori A-D che non integrano nei –, 194
influenza del rumore nei –, 200
– nei multimetri, 205, 223
portate automatiche nei, 203
precisione e stabilità nei –, 229
prestazioni e specifiche dei –, 228
prestazioni generali dei –, 192
risoluzione e sensibilità nei –, 229
struttura e principi di funzionamento dei –, 192

Voltmetro
– campionatore, 226
– elettrometrico, 191
Voltmetro a chopper, 185
micro –, 187
milli –, 185
modulatori e demodulatori per –, 186
Voltmetro ad amplificatore, 184
milli –, 185
Voltmetro differenziale, 189
generatore di tensione di riferimento per –, 189
potenziometro per –, 189
precisione del –, 190
rivelatore di zero del –, 190
Voltmetro elettronico
– con rivelazione a legge quadratica, 312
Voltmetro elettronico analogico per dc, 183
– a chopper, 185
– ad amplificatore, 184
– differenziale, 189
– nei multimetri, 205
precisione e stabilità nel –, 229
risoluzione e sensibilità nel –, 229
prestazioni e specifiche del –, 228
Voltmetro selettivo
(vedi Analizzatore d'onda)
Voltmetro vettoriale a R.F., 224

Wagner, terra di, 291
Wattmetro
– a dispositivi quadratici, 265
– a effetto di Hall, 265
– a termocoppia, 263, 265
– audio, 264
– calorimetrico, 267
– elettrodinamico, 263
– elettronico, 265
sviluppi recenti del –, 263
Webb, maschera di , 257
Wien, ponte di, 33, 35, 175, 247

Sigle, abbreviazioni e locuzioni tecniche
usate nel volume

A., alimentatore
AC, ac, alternate current *((corrente) alternata)*
ACF, alternate current fast *(alternata di alta frequenza)*
ACS, alternate current slow *(alternata di bassa frequenza)*
A-D, (convertitore) analogico-digitale
A. di O., analizzatore d'onda
A. di S., analizzatore di spettro
AFC, automatic frequency control *(controllo automatico di frequenza)*
AGC, automatic gain control *(controllo automatico di guadagno)*
ALC, automatic level control *(controllo automatico di livello)*
ALT, alternato (modo di funzionamento)
alternate, *alternato*
AM, amplitude modulation
AMM, analog multimeter *(multimetro analogico)*
amplitude modulation, *modulazione d'ampiezza*
APC, automatic phase control *(controllo automatico di fase)*
autorange, *portata automatica*
autotracking, *inseguimento automatico*
autozero, *bilanciamento automatico*
average responding, *a valor medio*

barretter, *termistore metallico*
BCD, binary-coded-decimal (system) *((sistema) decimale codificato in binario)*
BEAM FINDER, *cercatore di traccia*
B.F., bassa frequenza
BFO, beat-frequency oscillator *(oscillatore a battimento)*
bias, *polarizzazione costante*
BJT, bipolar junction transistor *(transistore bipolare a giunzione)*
black-box, *scatola nera*
blanking, *spegnimento, blocco*
b.m., bobina mobile
BNC, baby N connector *(connettore N di piccole dimensioni)*
breakdown, *rottura, collasso*
breakover, *sblocco* (vedi PFV)
buffer amplifier, *amplificatore separatore*
burden, *gravame, carico*
BV_{CBO}, breakdown voltage between collector and base (open emitter) *(tensione di breakdown tra collettore e base (con emettitore aperto))*
BV_{CEO}, breakdown voltage between collector and emitter (open base) *(tensione di breakdown tra collettore ed emettitore (con base aperta))*
BV_{EBO}, breakdown voltage between emitter and base (open collector) *(tensione di breakdown tra emettitore e base (con collettore aperto))*

c.c., corto circuito
CCIF, International Telephonic Consultive Committee *(Comitato Internazionale delle Comunicazioni Telefoniche)*
CHOP, chopped
chopped, *fatto a pezzi, affettato*
chopper, *interruttore*
chopperato (vedi chopped)
clock, *(generatore di) cadenza*
CMOS, complementary MOS *(MOS complementari)*
CMR, CMRR, common-mode rejection ratio *(rapporto di reiezione di modo comune)*
CPU, central processing unit *(unità di elaborazione centrale)*
crossover points, *punti d'incrocio*
CRT, cathode ray tube *(tubo a raggi catodici)*
curve tracer, *tracciatore di curve*
CW, continuous wave *(onda sinusoidale non manipolata)*

D-A, (convertitore) digitale-analogico
D.A., distortion analyzer *(distorsimetro)*
DAC, digital-to-analog converter *(convertitore digitale-analogico)*
dB, decibel
DC, dc, direct current *((corrente) continua)*
DCA, decade counting assembly *(sistema di conteggio decadico)*
dc offset, *livello di continua*
DCU, decimal counting unit *(unità di conteggio decimale)*
DCU, digital control unit *(unità di controllo numerico)*
d.d.p., differenza di potenziale
dead-band, *banda morta, di (in)sensibilità*
delay, *ritardo*
delayed, *ritardata (base dei t.)*
delay time, *tempo di ritardo*
derating curve, *curva di riduzione*
digit, *cifra, numero*
digital counter, *contatore numerico*
digitization time, *tempo di risposta dei circuiti numerici*
display, *dispositivo d'uscita di strumento numerico, lettore*
DMM, digital multimeter *(multimetro analogico)*
DPA, desired percentage of accuracy *(percentuale di precisione desiderata)*
DPM, digital panel meter *(strumento numerico da pannello)*
DPO, digital processing oscilloscope *(oscilloscopio per l'elaborazione numerica)*
drift, *deriva*
DSM, double sideband modulation *(modulazione a due bande laterali)*
DTM, delay-time multiplier *(moltiplicatore del tempo di ritardo)*
dual beam, *doppio fascio*
dual gun, *doppio cannone*
dual trace, *doppia traccia*
duty-cycle, *ciclo di lavoro*
DVM, digital voltmeter *(voltmetro numerico)*

ECMR, effective CMR *(CMR effettivo)*
E.H.F., extra-high frequency *(frequenze extra alte: (30÷300) GHz)*
electron beam, *fascio elettronico*
EMI, electromagnetical interference *(interferenza elettromagnetica)*
enhancement, *accrescimento*
erase, *cancellazione*
EXT, external
external, *esterno*

fall time, *tempo di discesa*
FDM, frequency division multiplex *(multiplex a divisione di frequenza)*
FDR, frequency-domain reflectometry *(riflettometria nel dominio del tempo)*
feedback, *reazione*
f.e.m., forza elettromotrice
FET, field-effect transistor *(transistore ad effetto di campo)*
F-F, flip-flop
F.I., frequenza intermedia
flatness, *piattezza, costanza*
flicker, *tremolio, sfarfallio*
floating operation, *funzionamento fuori massa*
flood gun, *cannone di inondazione*
FM, frequency modulation *(modulazione di frequenza)*
foldback, *ripiegato all'indietro*
forward recovery time, *tempo di recupero diretto*
F.P.B., filtro passa basso
free-run, *libero*
f.s., fondo scala
FSK, frequency shift keying *((telegrafia) a commutazione alternata di due frequenze prossime)*

gate, *porta*
G. di F., generatore di funzioni
G. di S., generatore di segnali
GND, ground *(massa)*
grounded operation, *funzionamento a massa*

H, high *(alto)*
halftone, *mezzotono, grigio*
H.D., harmonic distortion *(distorsione armonica)*
head, *testa*

H.F., high frequency *(alta frequenza in senso generico, oppure la gamma (3÷30) MHz)*
H.F. reject, *elimina le alte frequenze*
high, *alto*
H.O., hold-off *(ritenuta)*
HOLD, *conserva, memorizza*
HOR, horizontal *(orizzontale)*
hot-carrier, *(diodi a) portatori caldi*

IC, integrated circuit *(circuito integrato)*
I_{CBO}, collector cut-off current (open emitter) *(corrente d'interdizione di collettore (emettitore aperto))*
I_{CEO}, collector cut-off current (open base) *(corrente d'interdizione di collettore (base aperta))*
I_{CES}, collector cut-off current (emitter short-circuited to base) *(corrente di interdizione di collettore (emettitore e base in c.c.))*
ICW, interrupted CW *((telegrafia) a interruzione di CW)*
I_{EBO}, emitter cut-off current (open collector) *(corrente di interdizione di emettitore (collettore aperto))*
I_{ECS}, emitter cut-off current (collector short-circuited to base) *(corrente di interdizione di emettitore (collettore e base in c.c.))*
I_F, forward current (dc or average) *(corrente diretta (continua e media))*
I.F., intermediate frequency *(frequenza intermedia)*
I_{FAV}, total average forward current *(corrente diretta totale media)*
I.F.M., incidental frequency modulation *(modulazione di frequenza incidentale)*
I_{FRM}, repetitive peak forward current *(corrente diretta ripetitiva di picco)*
I_{FSM}, non repetitive peak forward current *(corrente diretta non ripetitiva di picco)*
INT, internal *(interno)*
INTEGRATE, *integra*
ion repeller, *(elettrodo) antitioni*
I_R, reverse current (dc) *(corrente inversa (dc))*

jitter, *instabilità, tremito*

L, low *(basso)*
LED, light emitting diode *(diodo emettitore di luce)*
level, *livello*
L.F., low frequency *(bassa frequenza in senso generico, oppure la gamma (30÷300) kHz)*
L.F. reject, *elimina le basse frequenze*
line, *rete di alimentazione*
L.O., local oscillator *(oscillatore locale)*
low, *basso*
L.S.B., least significant bit *(cifra meno significativa)*
LSB, lower sideband *(banda laterale inferiore)*
L.S.D., least significant digit *(cifra meno significativa)*
L.S.I., large scale integration *(integrazione su larga scala)*
LVPS, low voltage power supply *(alimentatore di bassa tensione)*

magnifier, *magnificatore, ingranditore*
main, *principale*
M.B., multivibratore bistabile
MCA, multi-channel analyzer *(analizzatore multicanale)*
MAINFRAME, *corpo principale di oscilloscopio a struttura modulare* (vedi plug-in)
mesh, *reticella (griglia a rete)*
MIL, military specifications *(specifiche militari)*
mixed, *misto*
MOS, metal-oxide-semiconductor *(metallo-ossido-semiconduttore)*
motorboating, *oscillazioni parassite di B.F.*
MS, master-slave, *coppia di F-F dei quali uno è principale (master), l'altro dipendente (slave)*
MSB o MSD, most significant bit o digit *(cifra più significativa)*
multistorage, *memorizzazioni successive*
mumetal, *materiale ferromagnetico ad elevato μ*

N, (connettore tipo) N, coassiale con piccole riflessioni
NBS, National Bureau of Standards *(Ente che si occupa della regolamentazione delle unità di misura)*
NC, N connector *(connettore N)* (vedi N)
NF, noise figure *(cifra (figura) di rumore)*
NMR, normal mode rejection *(reiezione di modo comune)*
noise, *rumore*
NRZ, non RZ

OEM, original equipment manufacturer *(costruttore di apparecchiature originali)*
offset, *fuori zero, sbilanciamento*
O.L., vedi L.O.
Op. Amp., operational amplifier *(amplificatore operazionale)*
open-loop gain, *guadagno a catena aperta*
overrange, *fuori portata (superiormente)*

PAM, pulse-amplitude modulation *(modulazione dell'ampiezza degli impulsi)*
PARD, periodic and random deviations *(deviazioni periodiche e casuali)*
P.B., passa basso
PCM, pulse code modulation *(modulazione a impulsi in codice)*
PCMR, pure CMR *(puro CMR)*
PDA, post deflection acceleration *(postaccelerazione)*
PDM, pulse duration modulation *(modulazione a impulsi in durata)*
PFV, repetitive peak forward blocking voltage *(tensione di (s)blocco diretta di picco ripetitiva)* (vedi anche breakover)
PIN, p layer - intrinsic layer - n layer *((diodi formati da) uno strato p, uno intrinseco ed uno n)*
PLL, phase-locked loop *(anello ad aggancio in fase)*
PLO, phase-lock oscillatore *(oscillatore ad aggancio di fase)*
plotter, *registratore (specie come dispositivo d'uscita di sistemi automatici)*
plug-in, *cassetto, unità intercambiabile, assieme al mainframe (v.) sono a corredo di oscilloscopi a struttura modulare*
PMMC, permanent magnet moving coil *((strumento a) magnete permanente e bobina mobile)*
POSN, position *(posizione)*
p-p, picco a picco
ppm, parti per milione
probe, *sonda*
PRV, repetitive reverse peak voltage *(tensione di picco inversa ripetitiva)*
push-pull, *spingi-tira (struttura tipica di circuiti bilanciati)*
PWM, pulse width modulation *(modulazione della durata degli impulsi)*

R, reset *(ingresso di F-F), azzeramento*
rack, *scansia, nella quale vengono inserite le apparecchiature occorrenti per una certa misura*
RAM, random-access memory *(memoria ad accesso casuale)*
random, *casuale*
rating, *limite (di funzionamento)*
readout, *presentazione scritta di informazione*
real-time, *tempo reale*
recovery time, *tempo di ricupero*
recurrent, *ricorrente*
reject, *elimina, eliminazione, reiezione*
remote programming, *comando lontano*
reverse recovery time, *tempo di ricupero inverso*
R.F., radio frequency *(radio frequenza)*
RFI, radio frequency interference *(interferenza a R.F.)*
ripple, *ronzio (disturbo della rete)*
RMS, root-mean-square *(radice della media del quadrato, valore efficace)*
ROM, read only memory *(memoria di sola lettura)*
roulette patterns, *figure cicloidali*
RPN, reverse polish notation *(notazione inversa polacca)*
RT, real-time *(tempo reale)*
RZ, ritorno a zero

S, set *(ingresso di F-F)*
SA, spectrum analyzer *(analizzatore di spettro)*
SAI, sectional average integrator *(integratore rapido)*
sample rate, *frequenza di ripetizione della misura*
sampling oscilloscope, *oscilloscopio campionatore*
S & H, sample and hold *(campiona e mantieni)*
SCR, silicon controlled rectifier *(raddrizzatore controllato al silicio)*
search oscillator, *oscillatore di ricerca*
settling time, *tempo di risposta di convertitore A-D*
SG, sweep generator *(generatore di rampa)*
SGM, sweep gating multivibrator *(generatore di gate)*
S.H.F., super high frequency *(frequenze super alte (3÷30 GHz))*
shift, *spostamento, traslazione*
shift-register, *registro a scorrimento*
single sweep, *esplorazione singola*
slewing speed, *prontezza*

SLO, sweeping local oscillator *(oscillatore locale da esplorazione)*
slope, *pendenza*
smooth, *spianamento (riduzione disturbi)*
SMPTE, Society of Motion Picture and Television Engineers *(Società degli Ingegneri del Cinema e della Televisione)*
S/N, signal to noise ratio *(rapporto segnale-rumore (disturbo))*
snap-off, *(diodi a) brusca interdizione*
SNR, signal to noise ratio *(rapporto segnale-rumore)*
split load, *carico suddiviso, doppio carico*
split-screen, *schermo suddiviso*
spot, *macchia (luminosa)*
SRD, step-recovery diode *(diodo a ripristino istantaneo)*
SSB, single sideband *(modulazione a) banda laterale unica)*
stopping potential, *potenziale d'arresto*
storage, *memoria, immagazzinamento*
storage time, *tempo di accumulo*
strip-line, *linea su circuito stampato*
strobe pulse generator, *generatore degli impulsi di campionamento*
surge, *percossa, impulso imprevisto*
sweep, *esplorazione, spazzata*
sweep width, *campo di esplorazione*
switched inputs, *ingressi commutati (doppia traccia)*
switching speed, *velocità di risposta*
SWR, standing-wave ratio *(rapporto d'onda stazionaria)*

T, toggle *(interruttore a leva, ingresso F-F)*
target, *bersaglio*
TDR, time-domain reflectometry *(riflettometria nel dominio del tempo)*
tester, *misuratore, analizzatore universale (di tensioni, correnti, resistenze)*
TG, trigger generator *(generatore di trigger)*
T.H.D., total harmonic distortion *(distorsione armonica totale)*
thermal derating curve, *curva di riduzione termica*
thin film, *strato sottile*
thumbwheel-switch, *interruttore con indicatore numerico programmabile*
T.I.A., time interval averaging *(media di intervalli di tempo)*
tilt, *inclinazione, pendenza (p. es. della sommità di un impulso)*
time interval averaging, *media di intervalli di tempo*
time position, *posizione nel tempo*
time sharing, *metodo di utilizzazione di un servizio (p. es. calcolatore) da parte di più utenti in successione per brevi periodi di tempo*
T.R., tuning range *(campo di sintonia)*
tracer (curve-), *tracciatore di curve*
trace-shadowing, *ombra attorno alla traccia*
transducer, *trasduttore*
trigger, *grilletto, segnale di comando*
trigger generator, *generatore di trigger*
true RMS, *vero RMS*
turn-off time, *tempo di apertura*
turn-on time, *tempo di chiusura*
TWT, travelling-wave tube *(tubo ad onda progressiva)*

U.H.F., ultra high frequency *(frequenze ultra alte (0,3÷3) GHz)*
unblanking, *sblocco, accensione*
underrange, *fuori portata (inferiormente)*
USB, upper sideband *(banda laterale superiore)*

variac, *autotrasformatore variabile (nome registrato della General Radio Co., ormai entrato nell'uso corrente)*
VCO, voltage controlled oscillator *(oscillatore la cui frequenza vien fatta variare da una tensione)*
VDR, voltage dependent resistor *(resistore comandato in tensione)*
VE, *voltmetro elettronico*
vernier, *(comando di regolazione) fine*
VFO, variable frequency oscillator *(oscillatore a frequenza variabile)*
VHF, very high frequency *(frequenze molto alte (30÷300) MHz)*
VOM, V-Ω-mAmmeter *(multimetro analogico)*
V_R, continuous reverse voltage *(tensione inversa continua)*
V_{RRM}, repetitive peak reverse voltage *(tensione inversa ripetitiva di picco)*
V_{RSM}, non repetitive peak reverse voltage *(tensione inversa di picco non ripetitiva)*
V_{RWM}, crest working reverse voltage *(tensione inversa di picco di lavoro)*
VTVM, vacuum tube voltmeter *(voltmetro a valvola, ora ad amplificatore)*

WA, wave analyzer *(analizzatore d'onda)*
WDI, waveform digitizing instrument *(strumento per digitizzare le forme d'onda)*
width, *larghezza, durata*
word, *parola (sequenza di impulsi)*
Word Generator, *generatore di parole*
working, *lavoro*

XTAL, quartz crystal *(cristallo di quarzo)*